

А. Г. Алексеев
Г. В. Войшвилло

Операционные усилители и их применение

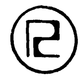
Издательство «Радио и связь»



Основана в 1947 году
Выпуск 1130

А. Г. Алексеев
Г. В. Войшвилло

Операционные усилители и их применение



Москва
«Радио и связь»
1989

ББК 32.844
А 47
УДК 621.375.087.9

Рецензент канд. техн наук Е А. Богатырев

Алексеев А. Г., Войшвилло Г. В.

А 47 Операционные усилители и их применение. — М.: Радио и связь, 1989. — 120 с.: ил. — (Массовая радиобиблиотека; Вып. 1130).

ISBN 5-256-00219-8.

Излагаются теоретические и практические аспекты применения операционных усилителей, которые являются основными элементами многих устройств измерительных приборов, усилителей звуковой частоты, вычислительных машин, элементов автоматики и телемеханики.

Рассмотрены классификация, схемотехника, основные параметры операционных усилителей. Приведены примеры построения различных узлов электронной аппаратуры с применением операционных усилителей

Для широкого круга радиолюбителей.

А $\frac{230202400-186}{046(01)-89}$ 78-89 **ББК 32.844**

ISBN 5-256-00219-8

1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ ОБ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

1.1. Общие сведения

Согласно ГОСТ 18421—73 операционный усилитель (ОУ) предназначен для выполнения различных операций над аналоговыми величинами при работе в схеме с отрицательной обратной связью (ОС). При этом под аналоговой величиной подразумевается непрерывно изменяющееся напряжение или ток.

Приведенное определение относится к устройствам, появившимся в конце 40-х годов, когда начали моделировать математические операции с помощью ламповых усилителей постоянного тока с отрицательной ОС.

В начале 60-х годов ОУ стали серийно выпускаться в виде интегральных микросхем (ИС), область их применения к настоящему времени необычайно расширилась Функциональные возможности ОУ возросли, и, несмотря на то, что они в большинстве случаев не выполняют математических операций, старое название за ними сохранилось

В настоящее время ОУ — усилитель постоянного тока с полосой пропускания в несколько мегагерц с непосредственной связью между каскадами (т. е. без разделительных конденсаторов), с большим коэффициентом усиления, высоким входным и малым выходным сопротивлениями, а также с низким уровнем шума при хорошей температурной стабильности, способный устойчиво работать при замкнутой цепи ОС.

Входной каскад устройства выполняется в виде дифференциального усилителя, поэтому он имеет два входа и реагирует на разность приложенных к ним напряжений, т. е. на дифференциальный сигнал

Современный ОУ содержит значительное число компонентов, в частности, несколько десятков транзисторов, находящихся в миниатюрном кремниевом кристалле. Все соединения между компонентами осуществляются с помощью литографической техники в процессе производства, что резко снижает вероятность повреждения внутренних соединений по сравнению с выполненными пайкой

По габаритным размерам и стоимости ОУ мало отличаются от отдельно взятого транзистора. Реализация различных устройств с применением ОУ значительно проще, чем на отдельных транзисторах, одновременно получается выигрыш в габаритных размерах и массе. Благодаря своим многосторонним возможностям ОУ вытесняет устройства на дискретных транзисторах и становится базовым (унифицированным) узлом в аналоговой схемотехнике.

1.2. Классификация ОУ

Технология производства ОУ (как и вообще ИС) делится на *полупроводниковую* (монолитную) и *гибридную* [1]. Большинство ОУ изготовляется по полупроводниковой технологии, при которой все активные и пассивные компоненты схемы нескольких сотен усилителей выполняются на одной кремниевой пластине с помощью литографической техники с последующим делением тиража на отдельные кристаллы (чипы).

При гибридной технологии все резисторы и соединения изготавливаются на керамической подложке, затем на ней же монтируются бескорпусные биполярные или полевые транзисторы. Здесь могут размещаться конденсаторы и другие компоненты (диоды, стабилитроны и др.). Полученная таким образом композиция заключается в корпус с выводами. Эта технология используется для производства схем специального назначения, которые не удается реализовать в монолитной форме.

По **схемотехническому** исполнению ОУ подразделяются на устройства прямого усиления и с преобразованием спектра частот усиливаемого сигнала, основанного на преобразовании медленно изменяющегося напряжения в переменное напряжение определенной (основной) частоты с помощью прерывания сигнала.

По **использованию** ОУ подразделяются на усилители общего и частного применения. Общего применения ОУ изготавливаются исключительно по полупроводниковой технологии, имеют низкую стоимость, широкий диапазон напряжения питания, защищенные от перегрузки вход и выход, небольшое число навесных (т. е. внешних) компонентов, иногда отсутствующих. Операционные усилители частного применения обычно превосходят первый вид по какому-либо параметру [2, 3].

1.3. Система обозначений ОУ

Наименование ИС начинается с номера серии, причем первая цифра характеризует ее конструктивно-технологическую особенность. Цифры 1, 5, 7 обозначают, что ИС полупроводниковая (7 присвоена бескорпусным полупроводниковым ИС), а 2, 4, 6, 8 — гибридная. Другие две (или три) цифры — порядковый номер разработки серии. О функции, которую выполняет ИС, судят по двухбуквенному шифру, стоящему после номера серии. Затем указывается порядковый номер ИС в данной серии. В конце условного обозначения типа ИС может быть буквенный индекс, характеризующий отличие ИС данного типа по численному значению одного или нескольких параметров. Перед наименованием ИС, предназначенных для бытовой и промышленной аппаратуры, ставится буква К.

Пример условного обозначения интегрального ОУ приведена на рис. 1.1. По двухбуквенному шифру (УД) заключаем, что перед нами ОУ. Исключением из этого правила является ИС К118УД1А—В, представляющая собой однокаскадный дифференциальный усилитель. Цифры свидетельствуют о том, что ОУ полупроводниковый серии 153 с номером разработки в данной серии 1. Буква в конце условного обозначения предупреждает о различиях в численных значениях по меньшей мере одного из параметров ОУ данного типа. Однако информации о том, какой это параметр, в указанном индексе не содержится.

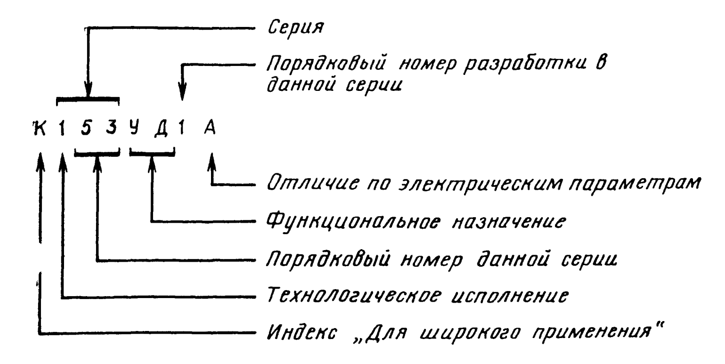


Рис. 1.1. Пример условного обозначения ОУ

Лишь по справочным данным можно узнать, например, что ОУ 153УД1 и 153УД1А различаются значением коэффициента усиления.

Микросхемам, различающимся только конструктивным исполнением, присваивают, как правило, единое цифровое обозначение серии. Для характеристики материала и типа корпуса перед цифровым обозначением серии могут быть добавлены следующие буквы: А — для пластмассового планарного корпуса; Е — для металлополимерного корпуса второго типа, И — для стеклокерамического планарного корпуса и Р — для пластмассового и стеклокерамического корпуса второго типа.

1.4. Условные графические обозначения ОУ

Согласно ГОСТ 2.759—82 (СТ СЭВ 3336—81) обозначения элементов аналоговой техники, к числу которых относится и ОУ, выполняют на основе прямоугольника. Он может содержать основное и одно или два дополнительных поля, расположенных по обе стороны от основного (рис. 1.2).

На схемах усилитель обозначается треугольником на основном поле. Справа от него указывают коэффициент усиления. Если конкретное значение коэффициента усиления несущественно, его допускается не указывать (можно также вписать знак бесконечности ∞).

Выводы ОУ делятся на входные, выходные и выводы, не несущие функциональной нагрузки, к которым подключаются цепи напряжения питания и

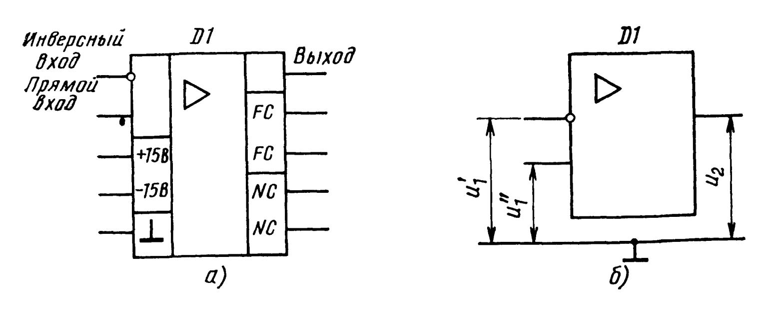


Рис. 1.2. Условное графическое изображение ОУ на схемах

элементы, обеспечивающие нормальную работу ОУ. Входы показывают слева, выходы — справа.

Большинство ОУ имеют один несимметричный выход и два входа, симметричных по отношению к общему проводу. Прямые входы и выходы обозначают линиями, присоединяемыми к контуру графического изображения ОУ без каких-либо знаков, а с кружками в месте присоединения — инверсные входы и выходы. Прямой вход еще называют неинвертирующим, так как фаза выходного сигнала совпадает с фазой сигнала, поданного на этот вход. Другой вход называют инвертирующим, так как фаза выходного сигнала сдвинута на 180° относительно входного сигнала. Поэтому входы оказывают на выходное напряжение равное в количественном отношении, но противоположное по знаку влияние. Если ко входам приложены синфазные, действующие одновременно одинаковые по величине и фазе относительно общего провода сигналы, то их влияние будет взаимно скомпенсировано и выход будет иметь нулевой потенциал, благодаря чему параметры ОУ мало чувствительны к изменениям напряжения питания, температуры и других внешних факторов. Напряжение на выходе ОУ должно быть лишь в том случае, когда на его входах действуют различные по уровню и фазе сигналы. Выходное напряжение пропорционально разности уровней сигналов, называемой дифференциальным сигналом. Выходное напряжение ОУ измеряется относительно общего провода.

Выходной вывод ОУ в большинстве случаев присоединяется к нагрузке, которая, как правило, соединяется с корпусом, но это условие соблюдается не всегда.

Чтобы обеспечить возможность работы ОУ как с положительными, так и с отрицательными входными сигналами, требуется двухполярное питающее напряжение. Для этого необходимо предусмотреть два источника постоянного напряжения, которые подключаются к соответствующим выводам ОУ. Их в общем случае обозначают латинской буквой U. Если питающих напряжений несколько, их условно нумеруют (U_1, U_2) и указывают каждое у своего вывода в дополнительном поле. Вместо буквы можно указывать номинальное значение напряжения и его полярность (выводы с метками +15 В и —15 В, рис. 1.2,*а*).

При двухполярном питании постоянное напряжение на несимметричном выходе отсутствует при условии, что постоянных напряжений на входе ОУ нет. Значения напряжений источника питания согласно ГОСТ 17230—71 ±15, ±12 и ±6 В. Известны ОУ, рассчитанные на работу от источника с напряжением питания ±27 В. Некоторые типы ОУ сохраняют работоспособность при снижении напряжения питания до ±3 В. Реже встречается несимметричное (+12 и —6 В) и однополярное напряжение питания.

Наличие рассмотренных выводов необходимо для функционирования ОУ. К вспомогательным относятся выводы с метками *FC* — для подсоединения цепи, корректирующей АЧХ ОУ, выводы *NC* — для подключения элементов балансировки по постоянному току (установки нуля на выходе), а также вывод металлического корпуса (⊥) для соединения с общим проводом устройства, в которое входит ОУ.

Для лучшего понимания и большей наглядности принципиальных схем допускается упрощенное обозначение ОУ, в котором сохраняются лишь основное поле и сигнальные выводы (рис. 1.2,*б*). Общий провод, играющий роль сигнального вывода, также может быть не показан.

1.5. Конструктивное оформление интегральных ОУ

Для увеличения прочности, защиты от внешних воздействий и механических повреждений каждый интегральный ОУ, как и любая ИС, покрывается лаком и монтируется в защитном корпусе.

Наибольшее распространение находят четыре вида конструкций корпусов ИС. *Металлостеклянный* корпус имеет металлическую крышку и стеклянное (или металлическое) основание с изоляцией и креплением выводов стеклом. Крышка присоединяется к основанию сваркой или пайкой. *Металлокерамический* корпус имеет металлическую крышку и керамическое основание. Крышка соединяются с основанием заливкой влагостойким компаундом. *Керамический* корпус имеет керамическую крышку и основание. *Пластмассовый* корпус (наиболее дешевый) выполняется опрессовкой кристалла и рамки выводов.

Корпуса ИС имеют цифровые обозначения согласно ГОСТ 17467—79: первая цифра (1, 2, 3, 4) указывает вид корпуса; следующие две цифры обозначают номер типоразмера корпуса; две цифры после точки — число выводов; последняя цифра — номер модификации данного корпуса.

Общий вид корпусов ОУ показан на рис. 1.3: круглые металлостеклянные корпуса 301.8-1 и 301.12-1, отличающиеся числом выводов (рис. 1.3,*а*); прямоугольный металлостеклянный корпус 151.15-4, используемый для гибридных ОУ (рис. 1.3,*б*); прямоугольный пластмассовый корпус 201.14-1 (рис. 1.3,*в*); прямоугольный керамический корпус 201.14-8 (рис. 1.3,*г*).

Выводы микросхем нумеруются против часовой стрелки, если смотреть со стороны крышки (так же, как у транзисторов или электронных ламп).

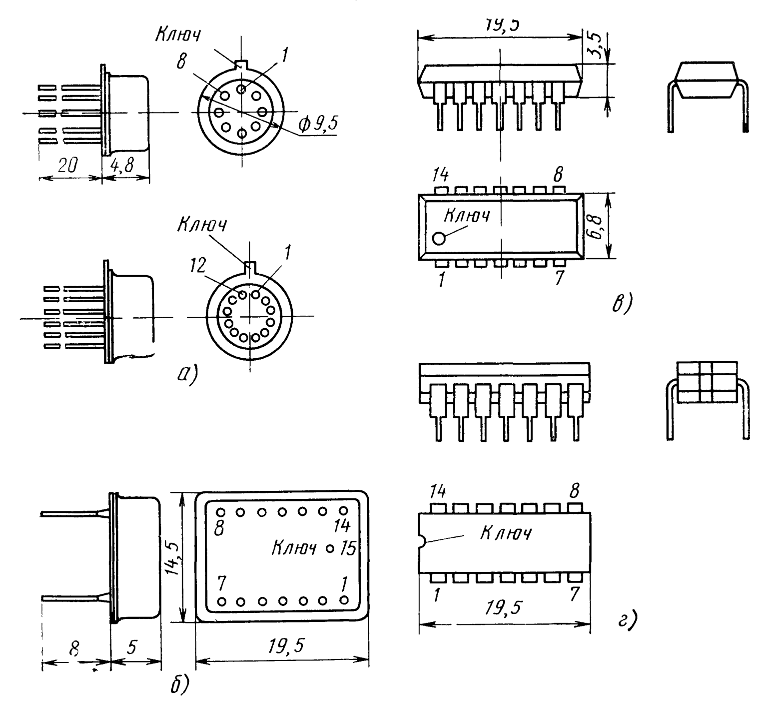


Рис. 1.3. Типы корпусов ОУ

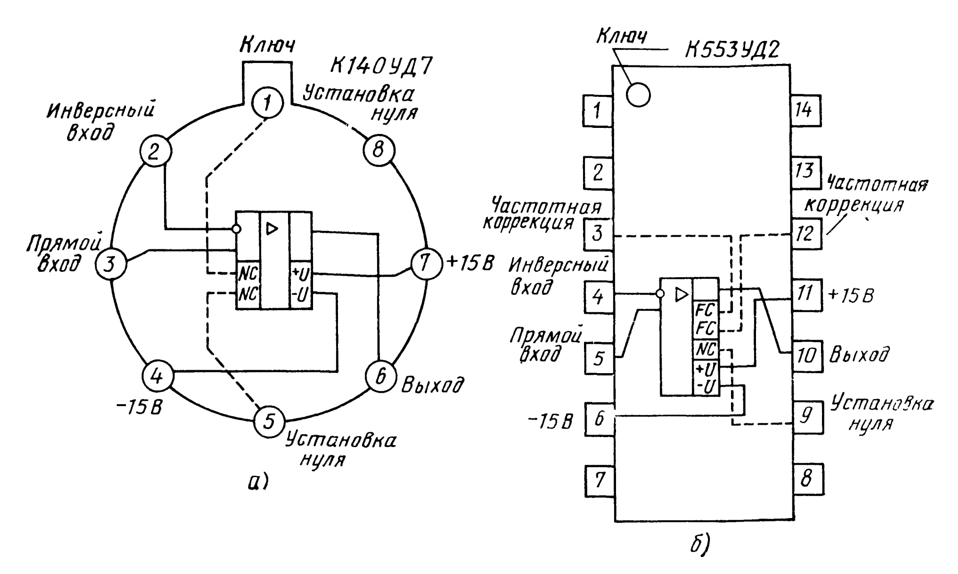


Рис. 1.4. Корпусы и цоколевки ОУ

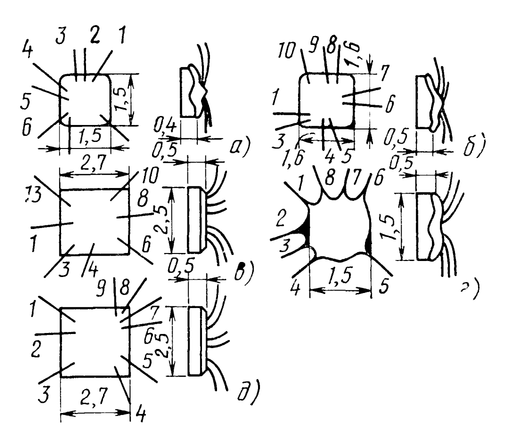


Рис. 1.5. Конструктивное оформление бескорпусных ОУ

Для определения начала отсчета (вывод № 1) существует ключ. У круглого металлического корпуса это ушко, у пластмассового корпуса — круглая метка, у керамического — вырез на корпусе. На рис. 1.4 показаны цоколевки операционных усилителей К140УД7 (в круглом корпусе) и К553УД2 (в плоском корпусе). Для наглядности в корпусе прибора изображен символ ОУ, пять основных выводов указаны сплошными линиями, дополнительные (для установки нуля и обеспечения устойчивости) — штриховыми.

Рисунок 1.5 иллюстрирует конструктивное оформление бескорпусных ОУ [4]. Микросхемы герметизированы компаундом, ключ начала отсчета здесь отсутствует. Их выводы определяются по нумерации контактных гнезд транспортировочной тары.

1.6. Практические рекомендации

Лучшим способом изучения любого электронного прибора является экспериментальное исследование его свойств в простейшем устройстве. Схема одного из них представлена на рис. 1.6. В ней можно использовать ИС типов

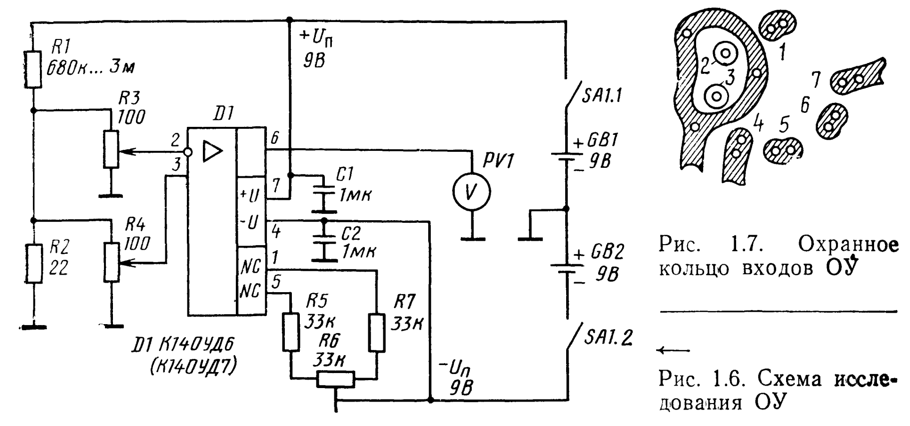


Рис. 1.7. Охранное кольцо входов ОУ

←
Рис. 1.6. Схема исследования ОУ

К140УД6, К140УД7 или другие ОУ широкого применения, имеющие специальные выводы для установки нуля на выходе.

Учитывая, что в усилителе отсутствует ОС и коэффициент усиления при этом на постоянном токе достигает большого значения ($2 \cdot 10^4 \dots 3 \cdot 10^4$), напряжение источника питания ОУ может быть пониженным, например ±9 В. Конденсаторы С1 и С2 необходимы для предотвращения неустойчивой работы усилителя, если проводники от источника напряжения питания имеют большую длину. Наиболее подходят для этого керамические конденсаторы емкостью 0,47 ... 1 мкФ. Располагать их надо в непосредственной близости к выводам ОУ. Необходимое напряжение питания дают два элемента типа «Крона» или «Корунд». Использование гальванических элементов помогает уменьшить помехи и наводки.

При исследовании ОУ без ОС необходимо, чтобы все компоненты устройства и кабели были помещены в электромагнитный экран, соединенный с общим проводом. Кроме того, требуется высокое качество паяных и контактных соединений, особенно тех, которые связаны с входными и *NC*-выводами ОУ. Невыполнение указанных требований приводит к высокому уровню низкочастотных шумов.

К выходу ОУ подключаем вольтметр. Он должен быть рассчитан на полное отклонение стрелки 10 В (лучше с расположением нуля в центре шкалы). Можно использовать осциллограф с открытым входом. Теперь проследим, как изменяется выходное напряжение при изменении напряжения на входах.

Начинаем с установки нуля. Соединив выводы 2 и 3 ОУ с общим проводом, подаем напряжения питания (оба элемента питания следует включать одновременно, так как нахождение ОУ в условиях неполного напряжения питания может привести к его повреждению) и с помощью резистора *R6* добиваемся нулевого напряжения на выходе. Эта регулировка является весьма критичной. Сопротивление резистора между *NC*-выводами следует выбрать в 10 раз больше рекомендуемого в справочнике, так как ОУ без ОС очень чувствителен. Подстроечный резистор должен быть типа СП5-2 или иной многооборотный с микрометрическим винтом.

При удачном подборе регулировочных элементов удается приблизить выходное напряжение к нулю. Однако оно постоянно изменяется то в сторону

положительного, то в сторону отрицательного напряжения и удаляется от установленного значения. Относительно быстрое изменение выходного напряжения представляет собой НЧ шум, более медленное — дрейф нуля. Мгновенное значение НЧ шумов на выходе некоторых экземпляров ОУ достигает 0,1 В. Для удовлетворительной работы ОУ необходимо, чтобы дрейф напряжений питания не превышал 1 мВ/мин. Шум может быть вызван плохим качеством батарей напряжения питания при длительном сроке их хранения, элементами регулировки нуля, собственными шумами кремниевых стабилитронов, если они имеются в устройстве.

Немаловажное значение имеет чистота печатной платы, на которой монтируется усилитель. Любое загрязнение, даже касание пальцем входных выводов ОУ, создает токи утечки, которые могут легко стать больше входных токов ОУ. Рекомендуется обращаться с печатными платами со всей осторожностью и браться за них не иначе как в хлопчатобумажных перчатках. Следует проводить промывку чистым обезжиривающим растворителем с последующим покрытием силиконовым лаком или эпоксидной смолой. Входные выводы лучше всего монтировать на тефлоновых стойках-изоляторах и окружать их охранным кольцом (рис. 1.7), подключаемым к общему проводу.

Переведем теперь потенциометр *R4* в крайнее верхнее положение, оставив инверсный вход заземленным. Если выходное напряжение будет слишком мало и его трудно измерить, то следует уменьшить сопротивление резистора *R1*. Коэффициент усиления равен отношению изменения выходного напряжения к изменению напряжения на прямом входе, причем последнее примерно равно произведению напряжения питания на 0,7 *R2*/*R1* и составляет несколько микровольт. Увеличение напряжения на прямом входе вызывает возрастание выходного напряжения.

Одновременное перемещение движков потенциометров *R3* и *R4* из нижнего положения в верхнее (и наоборот) будет незначительно менять выходное напряжение, так как увеличение напряжения на одном входе практически компенсируется таким же увеличением на другом. Если оба входа ОУ подключить к движку одного из потенциометров, то получим синфазный сигнал. В исследуемом устройстве коэффициент усиления при таком включении следует ожидать не более 10. Для измерения выходного напряжения требуется увеличить входное, прикладываемое к потенциометрам. Это можно получить, устранив резистор *R2* и увеличив сопротивления резисторов *R3* и *R4* до 100 кОм.

2. ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ОУ

2.1. Понятие об идеальном ОУ

По принципу действия ОУ сходен с обычным усилителем. Он также предназначен для усиления напряжения или мощности входного сигнала. Однако ОУ специально создан для использования в схемах с глубокой ОС так, чтобы параметры устройства определялись преимущественно параметрами цепи ОС, а сам он был функционально незаметен. Такой ОУ по своим характеристикам должен приближаться к идеальному. С идеальным ОУ обычно свя-

зывают следующие свойства бесконечно большой коэффициент усиления в бесконечно большой полосе пропускания, бесконечное входное и нулевое выходное сопротивления. Кроме того, усилитель не должен иметь статических ошибок, изменяющихся от температуры и времени.

Эти свойства даже теоретически полностью достигнуты быть не могут, так как большая часть из них требует бесконечной мощности выходного сигнала при малых геометрических размерах полупроводниковой структуры. Поэтому в каждом случае можно говорить лишь о доступной степени приближения к идеальным свойствам. Например, если коэффициент усиления устройства, определяемый цепью ОС, равен 10, то коэффициент усиления собственно ОУ, т. е. без ОС, равный 10^5, с практической точки зрения достаточно близок к бесконечности.

Близость параметров реального ОУ к идеальным определяет точность, с которой может работать данный ОУ в тех или иных устройствах Знание основных параметров позволяет выяснить ценность конкретного ОУ, быстро и правильно сделать выбор подходящего, проектировать устройства практически без проведения макетирования, предотвращать работу ИС в недопустимом режиме и уменьшать вероятность отказа. Наиболее важные параметры и характеристики ОУ будут рассмотрены ниже

Параметры ОУ можно разделить на несколько групп: входные, выходные, усилительные, энергетические и т. д. Наиболее часто параметры ОУ подразделяют на статические и динамические [3].

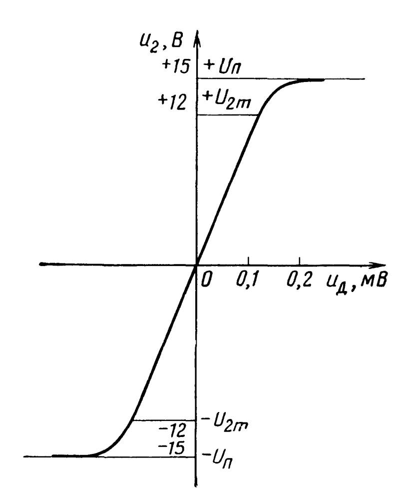
2.2. Статические параметры ОУ

Коэффициент усиления K_D является основным параметром ОУ на очень низкой частоте. Он определяется отношением выходного напряжения u_2 ОУ без ОС в режиме холостого хода к дифференциальному (разностному) входному напряжению $u_д = u'_1 - u''_1$ Значения $K_D = u_2/u_д$ приводятся либо в относительных единицах, либо в децибелах в форме $20 \lg (u_2/u_д)$, либо в В/мВ. Для большинства ОУ их значения заключены в пределах $10^4 \dots 10^5$, т. е от 80 до 100 дБ.

На рис. 2.1 изображена типичная передаточная характеристика ОУ — зависимость напряжения на выходе ОУ u_2 от дифференциального входного напряжения $u_д$ Она имеет три рабочие области: область усиления и две области насыщения. В области усиления эта зависимость линейна и ее наклон определяет K_D В области насыщения с ростом $u_д$ пропорционального увеличения u_2 не происходит. Границы области усиления отстоят приблизительно на 2..3 В от соответственно положительного и отрицательного напряжений питания $U_п$. При работе ОУ с напряжением питания ± 15 В типовой диапазон области усиления по выходному напряжению близок к ± 12 В.

Поскольку усиление в линейной области велико, а диапазон выходных напряжений конечен, то дифференциальное входное напряжение должно быть очень мало. Так, для характеристики, показанной на рис. 2 1, при $K_D = 10^5$ получаем линейную область по входу $u_д \leqslant 12$ В$/K_D = 0{,}12$ мВ. Очевидно, при $u_д > 0{,}2$ мВ u_2 достигает насыщения, а именно значения $+U_п$ или $-U_п$ в зависимости от полярности сигнала на прямом входе.

Идею бесконечного коэффициента усиления представить трудно, а осуществить на практике, как отмечалось выше, невозможно [5]. Важным для



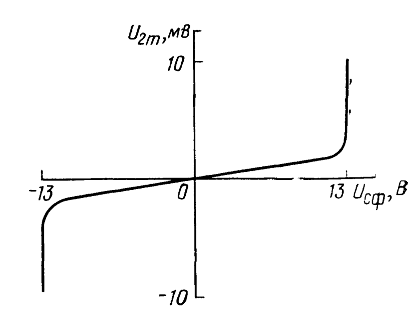


Рис 2 2 Передаточная характеристика ОУ для синфазного входного сигнала

Рис 2 1 Передаточная характеристика ОУ для противофазного входного сигнала

понимания является то, что $u_д$ должно быть бесконечно мало по сравнению с любым значением u_2, встречающимся на практике. Идеализируя ОУ, принято считать $u_д \approx 0$, а $u'_1 \approx u''_1$.

Основная реакция ОУ — усиление дифференциального сигнала, но имеется также отклик и на синфазный сигнал. Коэффициент передачи синфазного сигнала K_c является характеристикой ОУ, когда оба его входа управляются одним и тем же сигналом относительно «земли» Как видно из рис. 2.2, $K_c \neq 0$, как это должно быть в идеальном ОУ, но при значении входного синфазного напряжения, близком по абсолютному значению к напряжению питания, он еще резко возрастает.

Существуют разные варианты определения синфазного входного напряжения. В одном случае сохраняется симметрия и $u_c = (u'_1 + u''_1)/2$, в другом — синфазное напряжение отождествляется с напряжением на неинвертирующем входе. Этот выбор может быть удобен в некоторых случаях при рассмотрении устройства на ОУ с замкнутой петлей ОС, поскольку часто неинвертирующий вход служит в качестве точки с заданным опорным потенциалом. Оба определения для практики равнозначны, поскольку дифференциальное входное напряжение очень мало по сравнению с диапазоном входных синфазных напряжений.

В реальном ОУ выходное напряжение можно представить в виде $u_2 = K_D u_д + K_c u_c$. Для того чтобы он был чувствителен только к дифференциальному сигналу, K_c должен иметь пренебрежимо малое значение.

Коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{сф} = K_D / K_c$ можно определить, если подать на оба входа ОУ одинаковые напряжения, обеспечив при этом нулевое значение $u_д$. Выходное напряжение также должно остаться равным нулю. Однако для реальных ОУ это не вполне соответствует действительности. Выражая u_2 в виде $u_2 = K_D u_д (1 + u_c / K_{сф} u_д)$, получаем представление о точности передачи дифференциального сигнала на выход ОУ. Обычно $K_{сф}$ задается в дБ ($20 \lg K_{сф}$) в пределах 80...120 дБ ($10^4 ... 10^6$). Он

зависит от температуры, частоты и значения синфазного напряжения. На более высоких частотах $K_{сф}$ становится меньше.

Синфазный сигнал определяет диапазон входных напряжений, при подаче которых усилитель сохраняет способность удовлетворительно усиливать малые дифференциальные сигналы. Большое синфазное напряжение приводит к нарушению линейности усилителя. Иногда указываются предельные значения положительного и отрицательного напряжений отдельно. Следует помнить, что слишком большое синфазное напряжение в ОУ, охваченном глубокой ОС, может изменить знак коэффициента усиления на противоположный. Выходное напряжение в этом случае остается на одном из предельных уровней ($+U_п$ или $-U_п$) до тех пор, пока не будет выключено напряжение источника питания.

Входное сопротивление — сопротивление ОУ по отношению к входному сигналу. Следует различать дифференциальное входное сопротивление $R_{D\,вх}$, т. е. сопротивление между двумя входными выводами, и синфазное входное сопротивление $R_{с.вх}$, т. е. сопротивление между объединенными обоими выводами входов и «землей» (рис. 2.3). Для идеального ОУ $R_{D\,вх}=\infty$. Как правило, значения сопротивлений $R_{D\,вх}$ в реальных ОУ находятся в пределах 300 кОм ... 10 МОм, если входной каскад выполнен на биполярных транзисторах (БТ). Если же входной каскад выполнен на полевых транзисторах (ПТ), то его входное сопротивление составляет 100 ... 1000 МОм. Сопротивление $R_{D\,вх}$ зависит от температуры и частоты. В большинстве случаев в техническом паспорте приводятся значения входных сопротивлений при температуре 25 °С и частоте, не превышающей 40 Гц. Значение сопротивления $R_{с.вх}$ обычно на 1 ... 2 порядка превышает значение $R_{D\,вх}$ и в справочных данных не приводится.

Выходное сопротивление ОУ ($R_{D\,вых}$) определяется как для любого другого усилителя. По отношению к нагрузке ОУ может быть представлен источником ЭДС, генерирующим в режиме холостого хода напряжение $K_D U_д$ и обладающим внутренним сопротивлением, равным $R_{D\,вых}$. В зависимости от конкретного типа ОУ диапазон реальных значений его выходного сопро-

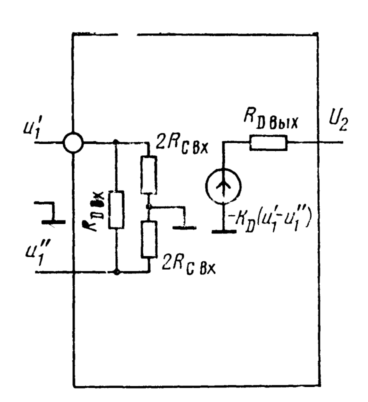


Рис. 2.3. Упрощенная эквивалентная схема ОУ

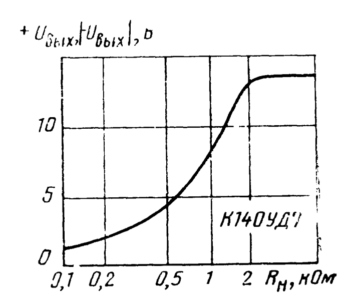


Рис. 2.4. Зависимость максимальных выходных напряжений от сопротивления нагрузки

тивления лежит от единиц до нескольких сотен ом. При слишком большом выходном сопротивлении усиление ОУ может уменьшиться В большинстве практических случаев выходное сопротивление заметного влияния на усиление не оказывает. Данные о выходном сопротивлении приводятся не всегда При $K_D \to \infty$ сопротивления $R_{D\,вх}$, $R_{D\,вых}$ в устройстве совсем не будут ощущаться. При этом состояния входных и выходных параметров приближаются к идеальному, а коэффициент усиления устройства определяется только цепью ОС

Минимальное сопротивление нагрузки ($R_{н\,min}$) приводится в паспортных данных наряду с другими параметрами ОУ, хотя таковым не является Его значение определяется предельным выходным током при номинальном выходном напряжении. Иногда вместо $R_{н\,min}$ приводится значение тока короткого замыкания на выходе ОУ. Имеются ОУ, которые обеспечивают на выходе достаточно большие значения тока и напряжения, например К157УД1. Однако для большинства разработок предельными являются токи от 5 до 25 мА Их значения определяют границы изменения выходного напряжения, при котором не будет заметных искажений.

Зависимость размаха выходного напряжения от сопротивления нагрузки для ОУ типа К140УД7 изображена на рис 2.4, откуда видно, что минимальное сопротивление нагрузки, при котором может быть получено номинальное выходное напряжение ОУ, составляет 2 кОм. Уменьшение сопротивления нагрузки приводит к снижению неискаженного выходного напряжения. Этот график можно считать типичным Его ход иллюстрирует общий качественный характер зависимости и отражает количественные соотношения этой характеристики, свойственные многим другим типам ОУ. Ограничивать выходные токи особенно важно в прецизионных устройствах Такая мера позволяет избежать появления в кристалле ИС температурных градиентов, связанных с рассеянием слишком большой мощности в выходном каскаде, что всегда приводит к снижению качественных показателей ОУ.

Входное напряжение смещения ($U_{вх\,см}$) определяет постоянное напряжение, которое следует присоединить ко входу ОУ, чтобы выходное напряжение стало равным нулю. Этот параметр учитывает разбаланс и несимметрию входного дифференциального каскада ОУ. Если закоротить вход идеального ОУ, то выходное напряжение будет равно нулю В реальных устройствах при нулевом постоянном напряжении на входе недостаточная согласованность элементов приводит к наличию некоторого выходного напряжения, представляющего смещение (сдвиг) относительно нулевого уровня. Величину этой погрешности принято определять по пересчитанному (приведенному) ко входу эквивалентному напряжению смещения Оно и определяет значение противоположного по знаку напряжения, которое необходимо приложить ко входу ОУ, чтобы на его выходе установился нулевой уровень Как показано на рис. 2.5, передаточная характеристика реального ОУ не проходит через нулевую точку, что соответствует идеальному варианту, а несколько сдвинута Знак этого сдвига различен для разных экземпляров ИС Типичные значения $U_{вх\,см}$ при $t=25\,°C$ в ОУ с БТ на входе от 3 до 10 мВ, с ПТ — от 30 до 100 мВ.

При большом коэффициенте усиления ОУ и отсутствии ОС выходное напряжение смещения может стать настолько большим, что ОУ войдет в режим насыщения или отсечки. В таких случаях напряжение на выходе будет

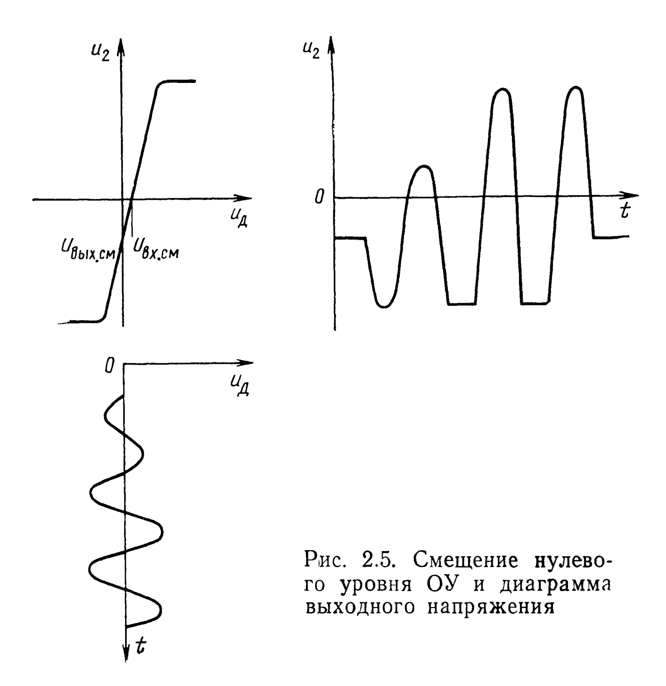


Рис. 2.5. Смещение нулевого уровня ОУ и диаграмма выходного напряжения

чуть меньше положительного ($+U_п$) или отрицательного ($-U_п$) напряжения источника питания.

Несмотря на то, что ОУ редко используется без какой-либо ОС, в большинстве случаев приходится вводить цепи коррекции с целью приведения выходного напряжения к нулю. Эти меры называют балансировкой ОУ или установкой нуля. У многих ОУ предусмотрены специальные выводы для сведения $U_{вых.см}$ к нулю внешней регулировкой. Наиболее важна установка нуля при использовании ОУ в усилителях постоянного тока (УПТ). В усилителях переменного тока ошибка в выходном напряжении ОУ по постоянному току исключается благодаря наличию разделительных конденсаторов. Однако в этом случае большое напряжение смещения недопустимо, так как оно приведет к снижению размаха неискаженного выходного напряжения (рис. 2.5).

Входной ток смещения ($I_{вх.см}$) равен среднему арифметическому значению двух входных токов ОУ при выходном напряжении, равном нулю, т. е. $I_{вх.см}=(I_{вх1}+I_{вх2})/2$. Входные токи обусловлены необходимостью обеспечения нормального режима работы входного дифференциального каскада на БТ и при нормальных условиях составляют 10 нА ... 10 мкА, а в случае использования ПТ — это токи всевозможных утечек, достигающие 10 пА. Наличие входных токов приводит к появлению напряжения на выходе ОУ при отсутствии сигнала на входе в устройствах, настроенных на нуль по $U_{вх.см}$. Если цепи постоянного тока обоих входов ОУ имеют неодинаковые сопротивления, то даже при идеальной симметрии ИС входные токи создают разные падения напряжения на этих сопротивлениях. Между входами ОУ появится дифференциальное напряжение, изменяющее выходное напряжение. Для

уменьшения этого напряжения внешние цепи постоянного тока следует сбалансировать, что обеспечивается равенством сопротивлений, подключенных к обоим входам ОУ.

Разность входных токов ($\Delta I_{вх} = I_{вх1} - I_{вх2}$) — абсолютное значение разности токов двух входов ОУ при выходном напряжении, равном нулю. Этот параметр, подобно $U_{вх.см}$, также в значительной степени характеризует величину несимметрии входных каскадов ОУ. Из-за наличия разностного входного тока смещение выходного напряжения наблюдается даже в устройствах, сбалансированных по постоянному току. Его влияние особенно заметно при высокоомных цепях. Примечательно, что меньшему току смещения соответствует меньший разностный ток. В большинстве случаев $\Delta I_{вх}$ составляет 20...30% от $I_{вх.см}$ и вызываемый им сигнал ошибки на выходе намного меньше сигнала ошибки, обусловленного входным током при несбалансированных сопротивлениях входов. В связи с этим хороших результатов часто удается достичь балансировкой по параметру $I_{вх}$.

Температурный дрейф напряжения смещения $\Delta U_{вх.см}/\Delta t°$ и разности входных токов $\Delta\Delta I_{вх}/\Delta t°$. Необходимо подчеркнуть, что настройка нуля сохраняется только при той температуре, при которой она производилась, и, более того, в течение определенного промежутка времени. Медленные изменения постоянных напряжений и токов выражаются понятием дрейфа. Температурный дрейф соответствует изменению одного из параметров, вызванному изменением температуры окружающей среды на 1 °С. При различных значениях температуры дрейф может иметь различные значение и знак. Поэтому предприятия-изготовители приводят в спецификации на ОУ либо максимальное, либо среднее значение дрейфа в определенном интервале температур. Наиболее удобно графическое представление параметров смещения от температуры. Примерный вид таких зависимостей показан на рис. 2.6.

Температурный дрейф имеет различный характер в зависимости от типа транзисторов, использованных во входных каскадах ОУ. Дрейф $U_{вх.см}$ при использовании БТ составляет обычно 5...20 мкВ/°С. На краях температурного диапазона он может заметно отличаться от среднего значения. Так, для ОУ типа 153УД1 при 20 °С дрейф составляет 10 мкВ/°С, а при 120° С — 20 мкВ/°С. Для ОУ с ПТ на входе, а также в случае применения составных БТ дрейф $U_{вх.см}$ обычно лежит в диапазоне 20...100 мкВ/°С. Температурный дрейф входных токов имеет различный знак в зависимости от типа входных транзисторов ОУ. Входной ток БТ уменьшается с ростом температуры, а ПТ — увеличивается. Типичные значения $\Delta\Delta I_{вх}/\Delta t°$ от 3 до 30 нА/°С. Обычно чем меньше $\Delta I_{вх}$, тем меньше $\Delta\Delta I_{вх}/\Delta t°$.

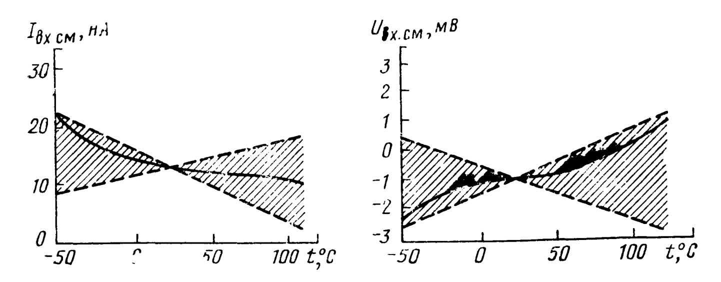


Рис. 2.6. Зависимость параметров смещения от температуры

Эффективным методом борьбы с дрейфом нуля при непрерывном усилении сигнала является преобразование медленно меняющегося напряжения в переменное напряжение с последующим его усилением и фазочувствительным выпрямлением. Получающийся таким образом усилитель называют усилителем типа МДМ (модулятор-демодулятор). Температурный дрейф нуля таких усилителей составляет 0,1 ... 0,5 мкВ/°С. Усилители МДМ выпускаются и в микроэлектронном исполнении. В частности, отечественная промышленность изготовляет усилитель типа 140УД13. К сожалению, УПТ с преобразованием спектра отличаются узкой полосой пропускания.

Коэффициент влияния нестабильности источника напряжения питания $K_{вл\ п}$ — это отношение изменения напряжения смещения к вызвавшему его изменению одного из питающих напряжений $\Delta U_п$. Иногда влияние источников положительного и отрицательного питающих напряжений характеризуют раздельными коэффициентами влияния. Значение $K_{вл\ п}$ обычно равно $2\cdot10^{-5}$... $2\cdot10^{-4}$, что соответствует 20 200 мкВ/В Оно определяет требования к стабильности напряжений питания.

2.3. Динамические свойства ОУ

Они определяются обычно двумя параметрами полосой пропускания и скоростью изменения выходного сигнала

Полоса пропускания в идеальном ОУ должна быть бесконечной Однако коэффициент усиления реальных ОУ с ростом частоты снижается. Уменьшение усиления вызвано влиянием емкостей в самом ОУ. При повышении частоты емкостные сопротивления уменьшаются, что приводит к шунтированию цепей прохождения сигнала. Каждый каскад усилителя, работающий при различных токах и нагрузках, может быть представлен в виде эквивалентного RC-звена с собственной постоянной времени Наряду с уменьшением коэффициента усиления на верхних частотах увеличивается сдвиг по фазе выходного напряжения относительно входного

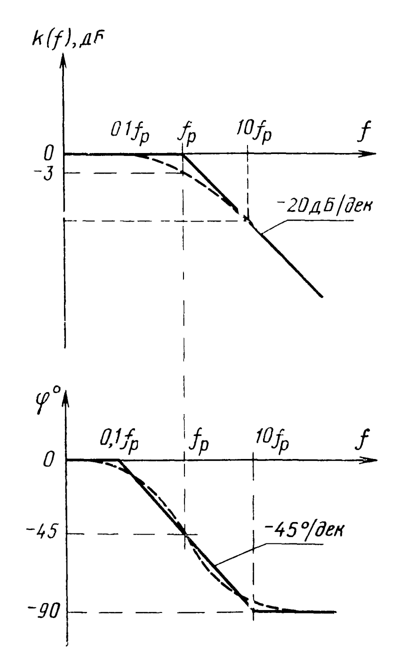


Рис 2 7 АЧХ и ФЧХ, соответствующие эквивалентному RC-звену, и их аппроксимации отрезками прямых.
— — — реальная, ——— аппроксимация

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) RC-цепи $k(f)=1/\sqrt{1+(f/f_p)^2}$ и фазочастотная характеристика (ФЧХ) $\varphi(f) = -\mathrm{arctg}\,(f/f_p)$ [6] представлены на рис. 2.7. Для удобства анализа и расчета их аппроксимируют отрезками прямых. На частоте $f_p=1/2\pi RC$, где резистивное и емкостное сопротивления равны, аппроксимированная АЧХ претерпевает ~~излом. На частоте~~ излома

(в технической литературе принят термин «частота полюса») $k(f)=1/\sqrt{2}$, что дает погрешность аппроксимации 3 дБ (на рис. 2.7 штриховая линия). На частотах $f_p/2$ и $2f_p$ погрешность составляет 1 дБ. По известным асимптотам и трем характерным точкам легко и быстро можно построить истинную АЧХ.

При $f>10f_p$ АЧХ достаточно точно описывается выражением $k(f)=f_p/f$, что отражает обратно пропорциональную зависимость от частоты. При увеличении частоты в 10 раз (на декаду) во столько же раз (т. е. на 20 дБ) уменьшается $k(f)$. Таким образом, скорость спада АЧХ за частотой излома f_p составляет —20 дБ/дек. Если рассматриваемый частотный диапазон невелик, в качестве единицы на частотной оси выбирают октаву (изменение частоты вдвое) и k меняется при этом в 2 раза (на 6 дБ); тогда скорость спада составит —6 дБ/окт. Минус свидетельствует о спаде АЧХ, а плюс характеризует подъем [7].

Фазочастотная характеристика аппроксимируется тремя отрезками прямых, причем наклон составляет 45°/дек, а сопряжение асимптот происходит на частотах $0{,}1f_p$ и $10f_p$ при максимальной погрешности 5,7°. В общем случае коэффициент усиления ОУ равен произведению коэффициентов усиления всех его каскадов. Используемые на рис. 2.7 логарифмические масштабы позволяют при каскадном соединении перемножение ординат заменить их сложением. Таким образом, АЧХ операционного усилителя представляет собой сумму асимптот АЧХ отдельных каскадов, определяемых параметрами их RC-цепей. Амплитудно-частотная характеристика многокаскадного усилителя, каким является ОУ, имеет несколько точек излома, как правило, соответствующих числу каскадов. После каждой такой точки наклон спадающей характеристики увеличивается еще на 20 дБ/дек. В то же время общая ФЧХ многокаскадного усилителя образуется суммированием фазовых сдвигов, вносимых отдельными каскадами. Каждой точке излома на АЧХ соответствует первоначальное увеличение фазового сдвига на 45°. Максимальный фазовый сдвиг стремится к —90°n, где n — число каскадов ОУ.

На рис. 2.8 представлена типичная АЧХ операционного усилителя. С ростом частоты коэффициент усиления падает и график на частоте f_1 пересекает линию 0 дБ, что соответствует $K_D(f)=1$.

Частота единичного усиления f_1 является важным справочным параметром при определении свойств ОУ на малом сигнале. Эта частота определяет активную полосу пропускания, максимально реализуемую для данного типа ОУ. Характерные значения f_1 для ОУ общего применения 1 МГц, для быстродействующего — 10 ... 15 МГц. Построенная на том же рисунке ФЧХ в справочных данных приводится редко. Причина этого заключается в том, что фазометр не входит в обычный набор лабораторных приборов, кроме того, в подавляющем большинстве практических случаев можно положиться на взаимное соответствие АЧХ и ФЧХ.

Амплитудно-частотная характеристика ОУ К544УД2 (рис. 2.8) в полосе пропускания имеет две точки излома. Это не значит, что ОУ состоит только из двух каскадов. Неотмеченные точки излома находятся за пределами f_1 и 0 дБ и не оказывают существенного влияния на работу ОУ. О наличии других точек излома свидетельствует то обстоятельство, что частотно-зависимый фазовый сдвиг превышает 180°, который, прибавляясь к начальному фазовому сдвигу 180°, создаваемому петлей ОС, может привести к тому, что напряжение входного сигнала окажется в фазе с напряжением, поступающим

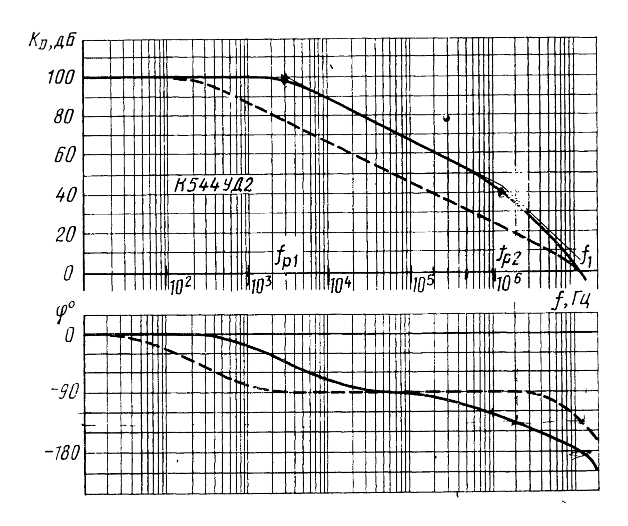


Рис. 2.8. АЧХ и ФЧХ ОУ К544УД2 при отключенных элементах коррекции

с выхода через цепь ОС, и в усилителе возникнут автоколебания. Для устойчивой работы ОУ необходимо, чтобы его фазовый сдвиг на частотах $f \leqslant f_1$ был меньше 180° на определенную величину, называемую запасом по фазе. Обычно достаточно запаса по фазе, равного 45°. Это значит, что на частоте единичного усиления f_1 фазовый сдвиг не должен превышать $\varphi = 180° - 45° = 135°$. Устойчивость ОУ обеспечивается цепями частотной коррекции, действие которых сводится к уменьшению фазового сдвига на верхних частотах.

В настоящее время промышленность выпускает ряд ОУ с полной частотной коррекцией. Амплитудно-частотная характеристика таких ОУ имеет постоянную в полосе пропускания крутизну, равную —20 дБ/дек (рис. 2.9), что гарантирует устойчивую работу в различных применениях. Действие цепей коррекции приводит, как правило, к ограничению полосы пропускания. На

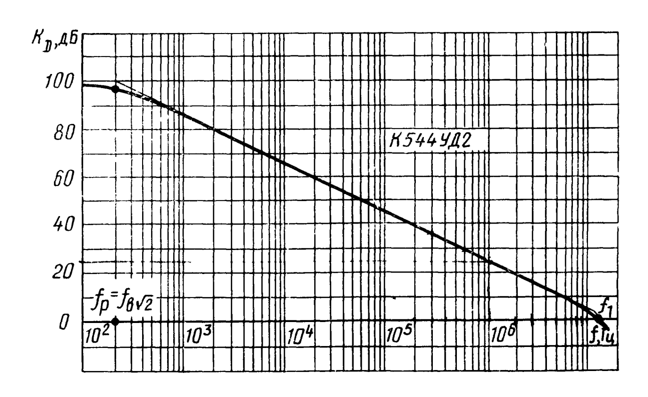


Рис. 2.9. АЧХ ОУ К544УД2 при включенных элементах коррекции

рис. 2.8 штриховая линия позволяет сравнить АЧХ и ФЧХ до и после коррекции. В ОУ полоса пропускания при разомкнутой ОС не определяется, как обычно, по частоте $f_{\text{в}\sqrt{2}}$, где $20\lg K_D$ снижается на 3 дБ. При наличии цепей частотной коррекции этот параметр лишен всякого смысла. Для определения АЧХ устройств на ОУ лучше использовать параметр f_1. Изображенная на рис. 2.9 АЧХ характеризуется простым соотношением $f_p = f_1/K_D = f_{\text{в}\sqrt{2}}$.

Скорость нарастания выходного напряжения $V_U = (\Delta U_2/\Delta t)_{max}$ определяется как максимальная скорость изменения выходного напряжения по времени.

Отреагировать мгновенно на изменение входного напряжения усилитель не может из-за своих внутренних емкостей, скорость заряда которых ограничена. По этой причине ограничена и скорость изменения выходного напряжения. Скорость нарастания характеризует способность ОУ передавать без искажений большие сигналы, в то время как полоса пропускания определяет переходные процессы при усилении слабых сигналов. Типичные значения V_U для ОУ общего применения 0,5 ... 10 В/мкс, для быстродействующих — 20 ... ... 100 В/мкс. Наименьшая скорость нарастания имеет место при использовании ОУ в устройстве с коэффициентом усиления, равным 1, т. е. при наибольшей корректирующей емкости. Поэтому паспортные данные V_U относятся к включению ОУ в качестве повторителя напряжения. Скорость нарастания выходного напряжения не одинакова при изменении сигнала в разных направлениях.

Вследствие ограниченного значения V_U при быстрых изменениях входного напряжения возникают так называемые динамические искажения сигнала, которые не могут быть устранены введением ОС. При подаче на вход синусоидального сигнала напряжение на выходе $u_2(t) = U_{2m} \sin 2\pi f t$, при этом скорость нарастания сигнала $du_2(t)/dt = 2\pi f U_{2m} \cos 2\pi f t$. Максимальная скорость нарастания имеет место при переходе мгновенного значения $u_2(t)$ через нуль, где $\cos 2\pi f t = 1$. При этом $V_{U\,\sin} = 2\pi f U_{2m}$ или $f_{max} = V_{U\,\sin}/2\pi U_{2m}$. Выходное синусоидальное напряжение остается неискаженным до тех пор, пока наклон синусоиды в точке пересечения оси абсцисс меньше скорости нарастания ОУ, т. е. $2\pi f U_{2m} < V_U$. Наибольшая частота, на которой может быть получен максимальный размах выходного напряжения номинальной амплитуды U_{2m} без искажения его формы, называют частотой при полной мощности. Она связана с выходным напряжением обратно пропорциональной зависимостью $f_P = V_U/2\pi U_{2m}$.

Рисунок 2.10 дает представление об искажении формы выходного сигнала, вызванном ограниченной скоростью нарастания. Если частота сигнала несколь-

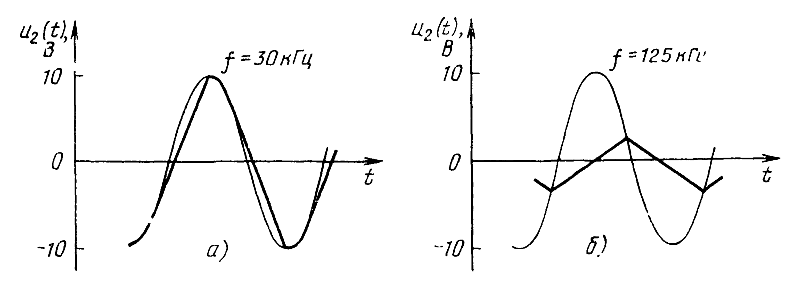


Рис. 2.10. Искажения формы выходного сигнала, вызванные ограниченной скоростью нарастания ($V_U = 1{,}5$ В/мкс)

ко выше частоты f_P при полной мощности, то в некоторый момент выходное напряжение не успевает следовать за быстрым изменением входного напряжения и изменяется со скоростью V_U до тех пор, пока обе эти кривые не пересекутся вновь (рис. 2.10,*а*). Частота сигнала на рис. 2.10,*б* настолько велика, что выходное напряжение даже не достигает номинальной амплитуды U_{2m}, следствием чего является треугольная форма выходного сигнала. Большая емкостная нагрузка может вызвать подобный эффект на гораздо меньших частотах. Операционный усилитель К140УД8А, имеющий $V_U=2$ В/мкс,

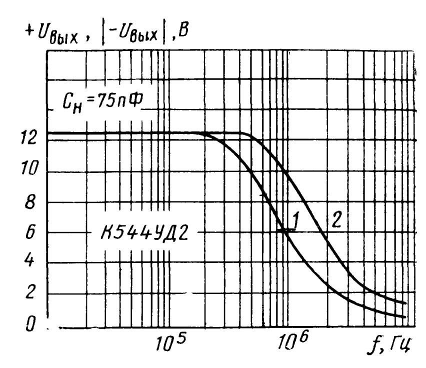


Рис. 2.11. Зависимость максимальных выходных напряжений от частоты сигналов

может обеспечить неискаженный выходной сигнал номинальной амплитудой $U_{2m}=10$ В до частоты полной мощности, равной $f_P=2/10^{-6}\cdot 2\cdot\pi\cdot 10=31{,}8$ кГц, в то время как на малом сигнале (менее 300 мВ) он может работать до частоты единичного усиления $f_1=1$ МГц. Частотные характеристики размаха выходного напряжения, приводимые для определенного ОУ и конкретных условий его включения (рис. 2.11), дают более полную информацию. Но в справочных материалах эти зависимости приводятся редко.

Ограниченная скорость нарастания выходного напряжения вызывает также искажения несинусоидальных сигналов. В качестве примера на рис. 2.12 показаны типичные формы сигналов на выходе усилителя, построенного на ОУ К140УД8А с внутренней коррекцией и $V_U=2$ В/мкс, при подаче на вход прямоугольных колебаний с различной частотой повторения. Для получения номинального выходного напряжения 10 В в таком усилителе требуется 5 мкс. Когда частота входного сигнала равна 100 Гц, длительность одного импульса $t_и$ составляет 5 мс, что в 1000 раз перекрывает необходимое время для достижения номинального напряжения. Искажения сигнала здесь незаметны, и

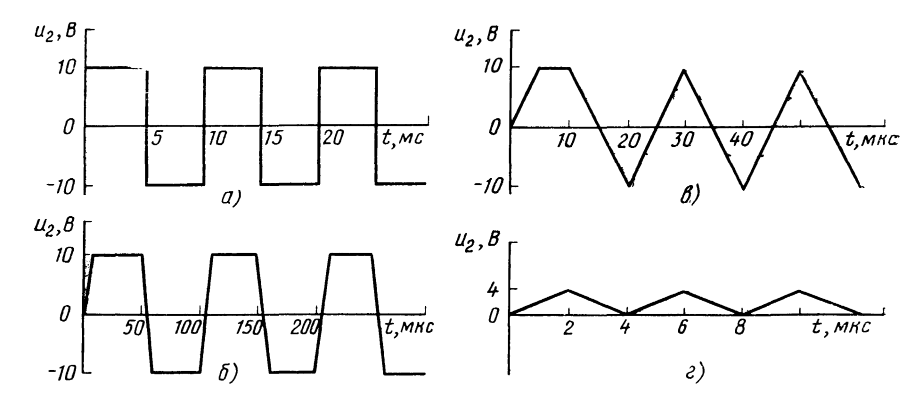


Рис. 2.12. Искажения формы выходного напряжения ОУ с $V_U=2$ В/мкс при частоте повторения прямоугольных импульсов:
а — 100 Гц; *б* — 10 кГц; *в* — 50 кГц; *г* — 500 кГц

форма прямоугольного импульса сохраняется. При входном сигнале с частотой 10 кГц ($t_и=50$ мкс) форма $u_2(t)$ изображена на рис. 2.12,*б*. Длительность импульса при сигнале с частотой 50 кГц равна половине времени нарастания, и прямоугольные импульсы приобретают треугольную форму (рис. 2.12,*в*). Дальнейшее увеличение частоты следования импульсов приводит к уменьшению размаха выходного напряжения; частота следования импульсов, при которой прямоугольные импульсы превращаются в треугольные, равна $V_U/4u_2$. При вдвое большей частоте следования импульсы становятся однополярными.

Шумы ОУ связаны с собственными шумами образующих его компонентов. Наиболее важные типы этих шумов: тепловые, дробовые и контактные.

Тепловые шумы возникают в результате теплового движения электронов в веществе. Действующее значение напряжения шумов, обусловленных наличием сопротивления:

$$U_{шТ}=\sqrt{4\,KT\,\Delta f R}\,, \qquad (2.1)$$

где K — постоянная Больцмана ($1{,}38\cdot10^{-23}$ Дж/К); T — абсолютная температура в градусах Кельвина; Δf — полоса пропускания шумов, Гц; R — сопротивление, Ом. Мощность теплового шума имеет равномерную частотную характеристику. Такой шум называют белым, подразумевая, что он обладает бесконечным множеством частотных составляющих.

Дробовой шум связан с прохождением постоянного тока через потенциальный барьер. Он возникает из-за случайных флуктуаций тока относительно его среднего значения. Эффективное значение тока этих шумов

$$I_{ш\,др}=\sqrt{2\,qI_{=}\Delta f}\,, \qquad (2.2)$$

где q — заряд электрона ($1{,}6\cdot10^{-19}$ Кл); $I_{=}$ — среднее значение постоянного тока, А. Это также белый шум.

Несовершенство материалов, контактов между ними приводит к возникновению избыточных или фликкер-шумов. Плотность распределения мощности этих шумов обратна частоте, и их называют низкочастотными $1/f$-шумами.

При определении шумовых характеристик ОУ следует помнить, что на его входе используется дифференциальное устройство не менее чем с двумя транзисторами. Наличие двух входных транзисторов увеличивает напряжение шумов по сравнению с однотранзисторным входным каскадом приблизительно в $\sqrt{2}$ раз.

Известны несколько способов выражения шумовых свойств усилителей. Часто их характеризуют коэффициентом шума $K_ш$. Он показывает отношение полной мощности шума к той ее части, которая обусловлена тепловыми шумами источника сигнала. Однако в связи с тем, что наименьший $K_ш$ не всегда соответствует минимальному значению шумов в усилителе, в последнее время находят все большее применение эквивалентные параметры шума [2, 8, 13]. Реальное устройство представляется в виде модели, состоящей из нешумящего усилителя и двух генераторов шумов $U_ш$ и $I_ш$, включенных на входе. Генератор $U_ш$ отображает шумы устройства, имеющего внутреннее сопротив-

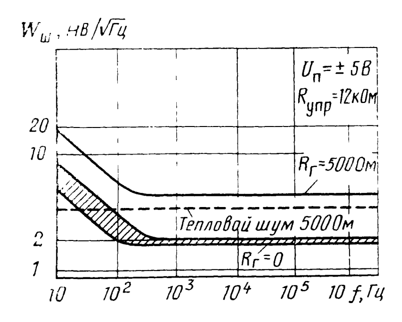


Рис. 2.13. Типичные характеристики шумов ОУ

ление источника сигнала $R_г=0$ (с учетом всех элементов входной цепи), и включается последовательно со входом, а $I_ш$ — шумы устройства, проявляющиеся при $R_г$, отличном от нуля, на эквивалентной схеме он включается параллельно входу.

На рис. 2.13 показаны кривые среднеквадратической спектральной плотности напряжения и тока шумов одного из малошумящих ОУ. Они представляют собой типичный график частотной зависимости $W=\Delta U_ш/\sqrt{\Delta f}$ и $W_I=\Delta I_ш/\sqrt{\Delta f}$. Избыточный шум виден на частотах ниже 500 Гц. Напряжение или ток шумов в определенной полосе частот (шумовой полосе) можно найти, просуммировав соответственно W^2 или $W^2{}_I$ по частоте и взяв затем квадратный корень из результата.

Из кривых рис. 2.13 нетрудно определить суммарное эквивалентное напряжение входных шумов. Это можно сделать при произвольном сопротивлении источника сигнала и для различного спектра частот

$$U_{ш\,сум}=\sqrt{4KT\Delta fR_г+U_{шf}^2+(I_{шf}R_г)^2}\,, \qquad (2.3)$$

где $U_{шf}=W\sqrt{\Delta f_ш}$ и $I_{шf}=W_I\sqrt{\Delta f_ш}$ — напряжение и ток шумов в заданной полосе частот, $\Delta f_ш$ — шумовая полоса.

Шумовая полоса определяется при неизменном коэффициенте усиления в пределах полосы и нулевом усилении за ее пределами Практические устройства имеют неидеальные характеристики, и приходится определять эквивалентную шумовую полосу по равной площади под кривой. Для многих случаев применения ОУ эквивалентная шумовая полоса в $\pi/2$ или в 1,57 раз больше ширины полосы для сигнала по уровню —3 дБ.

2.4. Практические рекомендации

Отношение коэффициентов усиления (п. 1.6) характеризует коэффициент ослабления синфазного сигнала. Полученные результаты достоверны в полосе пропускания ОУ. Поскольку исследуемый ОУ относится к структурам с полной частотной коррекцией, то его полосу пропускания на уровне —3 дБ определяем исходя из справочных данных $f_{в\sqrt{2}}=f_1/K_D=10^6/3\cdot10^4\approx30$ Гц. Пониженное напряжение питания, вероятно, внесет коррективы в этот результат.

Для измененной схемы рис. 1.6 в верхнем положении движка потенциометра эквивалентное сопротивление источника сигнала $R_{1и}=R1\|R3\|R4=49$ кОм. Тепловые шумы (2.1) при комнатной температуре ($T=293$ К) нетрудно определить по упрощенной формуле $U_{ш\,т}$ (мкВ)$=\frac{1}{8}\sqrt{R_{1и}\text{ (кОм) }\Delta f\text{ (кГц)}}$. В полосе 30 Гц это приводит к $U_{ш\,т}=0{,}15$ мкВ. Вклад дробовых шумов от $\Delta I_{вх}=25$ нА согласно (2.2) $U_{ш\,др}=R_{1и}\sqrt{2q\Delta I_{вх}\Delta f}$ пренебрежимо мал. Множитель 1,57 при нахождении шумовой полосы не принимался во внимание, так как значение Δf само определено приближенно.

Преобразуем еще раз входную цепь устройства, изображенного на рис. 1.6. Отключим *R1*, входы ОУ подключим к движкам потенциометров *R3* и *R4*, при этом один из них, например *R4*, выводим в крайнее верхнее положение, а другой — в крайнее нижнее. Сопротивление между входами ОУ становится равным 100 кОм. При этом дробовой шум определяется $R_{1и}=100$ кОм и входным током ОУ $I_{вх}=100$ нА.

Особого внимания в рассматриваемой ситуации заслуживает то обстоятельство, что ток прямого входа создает падение напряжения 10 мВ на сопротивлении 100 кОм, в то время как ток инверсного входа на пути к общему проводу не встречает сопротивления. Между входами возникает разность потенциалов и при большом коэффициенте усиления ОУ без ОС ($K_D = 3 \cdot 10^4$) этого достаточно, чтобы выходное напряжение стало равным напряжению питания +9 В. Регулировкой в цепи *R5—R7* приблизиться к нулю на выходе не удается.

Нормальной работе ОУ способствует установление баланса во входной цепи, когда эквивалентные сопротивления по постоянному току между каждым входом ОУ и общим проводом равны. Для реализации такого баланса на практике вводят дополнительные балансные сопротивления $R_{бал}$ (обычно в цепь прямого входа ОУ).

3. ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ И ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

3.1. Основные сведения об ОС и ее влияние на параметры усилителей

В устройствах на ОУ широко используется отрицательная ОС. Благодаря исключительно высокому коэффициенту усиления, которым обладают ОУ, введение ОС дает возможность выполнить устройства с высокими качественными показателями, имеющими точное численное значение, создать узлы аппаратуры с параметрами, зависящими только от свойств цепи ОС.

Знание основных принципов ОС — необходимое условие для глубокого понимания работы устройств с ОУ, их анализа и совершенствования.

Понятие обратной связи отражает один из важнейших механизмов управления, заключающийся в том, что на выходе некоторого устройства выделяется часть получаемой информации и вновь вводится на его вход для сравнения с заданным значением и для выполнения соответствующей коррекции. Выходной сигнал может передаваться с выхода на вход либо через цепи, специально вводимые для этого и образующие внешнюю ОС, либо через уже имеющиеся в усилителе для выполнения других функций и создающие внутреннюю ОС. Последние в большинстве случаев вредно влияют на характеристики усилителей. Далее будут рассмотрены устройства с ОС, специально введенной для получения заданных характеристик.

Обратная связь существенно изменяет процесс работы и первоначальные свойства усилителя. Они определяются теперь свойствами собственно усилителя и цепи ОС вместе взятыми и зависят как от вида ОС, который обусловлен фазами напряжений, поступающих на вход усилителя от источника сигнала и по цепи ОС, так и от способа присоединения последней к входной и выходной цепям усилителя [9].

Дальнейшее рассмотрение работы усилителя с ОС для простоты, но не в ущерб принципиальным положениям, будем вести, считая значения параметров всех элементов структурной схемы чисто вещественными. Это без больших погрешностей справедливо для всех частот в полосе пропускания усилителя.

О нарушении такого допущения в случае существенной зависимости параметров от частоты будет дана дополнительная информация.

Структурная схема усилителя с ОС [2] показана на рис. 3.1. Усилитель представляет собой активный четырехполюсник, характеризуемый коэффициентом прямой передачи K, определяющим способность усиливать поступающий на его вход сигнал, что отображено в эквивалентной схеме наличием зависимого источника, в качестве которого может быть источник ЭДС либо источник тока. Напряжение (ток) зависимого источника пропорционально входному напряжению (току). Возможны четыре типа усилителей: два с безразмерными коэффициентами прямой передачи напряжения $K_{43}=U_4/U_3$ и тока $H_{43}=I_4/I_3$ и два с сопротивлением $Z_{43}=U_4/I_3$ и проводимостью $Y_{43}=I_4/U_3$ прямой передачи. В частности, интегральный ОУ — это усилитель напряжения. Согласно терминологии, принятой в теории цепей, его обозначение — источник напряжения, управляемый напряжением (ИНУН).

На рис. 3.1 стрелками показано направление прохождения сигнала. Активный четырехполюсник характеризуется коэффициентом усиления $K_{43}=U_4/U_3=K_D$. Коэффициент $k_{1F}=U_3/U_1$ определяет пассивную передачу от входа системы на вход активного четырехполюсника, $k_{2F}=U_2/U_4$ — с выхода активного четырехполюсника (от зависимого источника) на выход системы, $k_{0F}=U_2/U_1$ — со входа системы на ее выход, минуя активную цепь [1].

Перечисленные передачи отражают прохождение сигнала в прямом направлении. О прохождении сигнала в обратном направлении, от зависимого источника на вход активного четырехполюсника, информирует пассивная передача $B=U_3/U_4$. Замкнутый контур, включающий в себя цепь ОС и часть усилителя между точками ее подключения, называют петлей ОС [10, 11].

О влиянии обратной связи на параметры усилителя можно судить, зная свойства ее разомкнутой петли. Наиболее важным из этих свойств является передача сигнала вдоль разомкнутой петли от ее начала к концу, которая называется коэффициентом петлевого усиления $K_п=K_DB$. Место разрыва петли ОС может быть выбрано произвольно, но при анализе удобно за ее начало принять выводы идеального зависимого источника, свойства которого не меняются при разрыве контура. (На практике при определении $K_п$ необходимо соблюдать следующее условие: на выходных зажимах разомкнутой петли ОС включить сопротивление такое же, какое было в этих точках до разрыва.) Обращение K_D в нуль эквивалентно разрыву петли ОС.

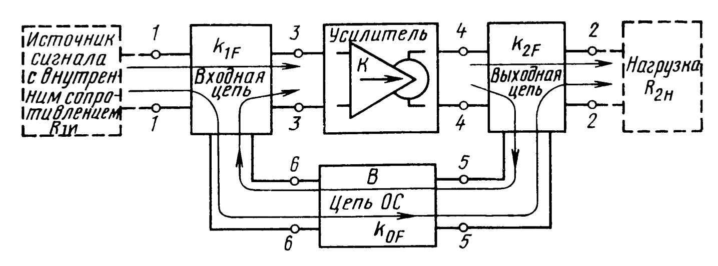


Рис. 3.1. Структурная схема усилителя с ОС

[1] Пассивные передачи не обязательно безразмерны. Так, при ИНУН в активной цепи и входном сигнале, определяемом током J_1, $k_{1F}=U_3/J_1$, Ом, $k_{2F}=U_2/U_4$, $k_{0F}=U_2/J_1$, Ом.

Все пассивные передачи определяются в системе, ставшей пассивной в результате выключения одного из источников ЭДС. Так, при определении k_{1F} и k_{0F} считаем, что $U_4=0$ и в устройстве действует только независимый источник. При определении k_{2F} и B полагаем $E_1=0$ и во внимание принимаем только внутреннее сопротивление источника сигнала $R_{1и}$. Тогда в устройстве остается только зависимый источник с напряжением U_4, который можно рассматривать как независимый. Важнейшим требованием является учет всех элементов исходной схемы, включая цепи ОС, входное и выходное сопротивления усилителя.

Индекс F будет использоваться всякий раз, когда необходимо отметить, что рассматриваемый параметр относится к усилителю с ОС. Этому не противоречит то обстоятельство, что пассивные передачи k_{1F} и k_{2F} определяются при разомкнутой петле ОС. В общем случае пассивная передача без элементов ОС $k_1 \neq k_{1F}$, а $k_2 \neq k_{2F}$; k_0 без ОС не имеет смысла.

Глубина ОС — это выражение количественной меры различных следствий применения ОС [12]. По ней определяется, насколько велико влияние ОС на параметры устройства. Сигнал на входе активного четырехполюсника (рис. 3.1) является алгебраической суммой двух сигналов. Сюда с коэффициентом k_{1F} поступает напряжение U_1, создаваемое независимым источником на входе устройства, и напряжение U_4 от зависимого источника по цепи ОС с коэффициентом передачи B, т. е. $\underline{U}_3=\underline{U}_1 k_{1F}+\underline{U}_4 \underline{B}$ *. Учитывая, что $\underline{U}_4=\underline{K}_D \underline{U}_3$, получаем

$$\underline{U}_3=\underline{U}_1 k_{1F}/(1-\underline{K}_D B)=\underline{U}_1 k_{1F}/\underline{F}. \quad (3.1)$$

Числитель выражения (3.1) характеризует сигнал на входе усилителя при разрыве петли ОС, а знаменатель — глубину ОС.

При анализе зависимости F от параметров разомкнутой петли ОС важно учитывать не только модуль коэффициента петлевого усиления, но и его аргумент. Обратная связь будет положительной, если $F<1$, и отрицательной при $F>1$. Чаще всего вид вводимой в устройство ОС определяют на средней частоте, где коэффициент петлевого усиления $K_п$ выражен действительным (вещественным) числом, т. е. не зависит от частоты. При этом положительная ОС имеет место, если на входе активного четырехполюсника (в точках 3—3) фазы колебаний входного сигнала и сигнала ОС совпадают, т. е. сдвиг фаз равен 0°, и, следовательно, сумма амплитуд этих сигналов U_3 больше амплитуды исходного сигнала $U_1 k_{1F}$. Отрицательной ОС считается, когда фазы сигналов противоположны, т. е. сдвиг фаз составляет 180°. Тогда $F=1+K_п=1+K_D B$ и результирующий входной сигнал в точках 3—3 уменьшается. Далее в основном рассматривается отрицательная ОС и принятое сокращение относится только к ней.

Глубина ОС зависит от внешних сопротивлений, подключенных ко входу и выходу усилителя, так как передача B, а следовательно, и петлевое усиление $K_п$ зависят от $R_{1и}$ и $R_{2н}$. Поэтому при работе усилителя с ОС от источника напряжения ($R_{1и}=0$), источника тока ($R_{1и}=\infty$) или источника с конечным внутренним сопротивлением соответственно имеем:

$$F_{1к}=1+K_D B_{1к}, \quad F_{1х}=1+K_D B_{1х},$$
$$F(R_{1и})=1+K_D B(R_{1и}). \quad (3.2)$$

* Черта снизу указывает, что данный параметр имеет комплексный характер, т. е. определяется модулем и аргументом, вследствие чего происходит векторное сложение сигналов.

В выражениях (3.2) индексы 1к и 1х следует понимать как короткое замыкание или холостой ход в исследуемых точках устройства, обозначенных цифрой 1.

Коэффициент передачи усилителя с ОС представляет собой отношение выходного сигнала к сигналу, создаваемому независимым источником. В рассматриваемом случае согласно рис. 3.1 это отношение напряжения на выходе U_2 к ЭДС источника сигнала E_1, т. е. коэффициент усиления по ЭДС $K_{EF}=U_2/E_1$. Этот коэффициент отличается от коэффициента усиления по напряжению $K_F=U_2/U_1$ тем, что учитывает потери во входной цепи устройства, связанные с конечным значением $R_{1п}$, в то время как при определении K_F полагают, что $R_{1п}=0$ и источник сигнала действует в точках 1—1.

Из рис. 3.1 следует, что выходное напряжение U_2 определяется двумя составляющими. Одна из них обусловлена передачей сигнала в прямом направлении через цепь усиления, другая — прямой передачей сигнала через пассивные цепи устройства. Вследствие этого коэффициент усиления по напряжению в усилителе с ОС

$$K_F=U_2/U_1=(k_{1F}K_D k_{2F}/F)+k_{0F}. \qquad (3.3)$$

Формула (3.3) отражает общий вид выражения, с помощью которого можно найти любую передаточную функцию в системе с ОС. Так, при определении K_{EF} необходимо использовать $F(R_{1п})$ и пассивные передачи, учитывающие внутреннее сопротивление источника сигнала, $k_{1EF}=U_3/E_1$, $k_{0EF}=U_2/E_1$. В большинстве случаев вторым слагаемым можно пренебречь. Тогда

$$K_F=k_{1F}K_D k_{2F}/F. \qquad (3.4)$$

Очевидно, ОС, уменьшая напряжение на входе активного четырехполюсника, снижает коэффициент усиления. Особого внимания заслуживает глубокая ОС ($F\gg 1$). Ей соответствует условие $K_п=K_D B\gg 1$. При этом выражение (3.4) можно преобразовать:

$$K_F=\frac{k_{1F}k_{2F}}{B_{1к}}\left(\frac{1}{1+1/K_D B_{1к}}\right)\approx k_{1F}k_{2F}/B_{1к}. \qquad (3.5)$$

Соотношение (3.5) показывает, что при глубокой ОС коэффициент усиления устройства определяется только пассивными цепями. Выражение в скобках может быть близко к единице только в случае большого значения K_D. Оно также определяет погрешность вычисления по (3.5). Для устройств на ОУ характерна глубокая ОС, а малое выходное сопротивление дает $k_{2F}\approx 1$ и $k_{0F}\approx 0$, в результате чего можно считать

$$K_F=k_{1F}/B_{1к}, \qquad (3.6)$$

что и наблюдается на практике.

Влияние наиболее нестабильного параметра K_D практически исключается, так как коэффициент усиления K_F зависит только от пассивных элементов, а точность достижения заданных характеристик пассивных элементов значительно выше, чем в активных приборах. Коэффициент усиления становится малозависящим от напряжений источника питания, температуры окружающей среды, времени, технологического разброса и т. д.

Стабильность коэффициента усиления с ОС является чрезвычайно важным свойством, так как по этому параметру ко многим видам усилителей предъ-

являются довольно жесткие требования. Относительное изменение коэффициента усиления с ОС $\Delta K_F/K_F$, вызванное относительным изменением параметров какого-либо элемента схемы x, удобно характеризовать понятием чувствительности $S_x^{K_E}$. Для относительного изменения коэффициента усиления собственно усилителя $\Delta K_D/K_D$ чувствительность $S_{K_D}^{K_F} = \dfrac{\Delta K_F/K_F}{\Delta K_D/K_D}$.

В случае изменения K_D в широких пределах, но при неизменности других параметров

$$\Delta K_F = K_{F2} - K_{F1} = k_{1F}\, k_{2F} \left(\frac{K_{D2}}{1 + K_{D2} B} - \right.$$

$$\left. - \frac{K_{D1}}{1 + K_{D1} B} \right) = k_{1F}\, k_{2F} \frac{\Delta K_D}{F_1 F_2} \quad \text{и}$$

$$S_{K_D}^{K_F} = \frac{\Delta K_F}{K_{F1}} \Bigg/ \frac{\Delta K_D}{K_{D1}} = 1/F_2. \qquad (3.7)$$

Таким образом, в усилителе с ОС относительная нестабильность коэффициента усиления снижается пропорционально глубине ОС. Определяющей становится нестабильность элементов цепи ОС, так как ОС ее не уменьшает.

Способ присоединения цепи ОС к выходу и входу усилителя может быть последовательным, параллельным и комбинированным (последовательно-параллельным). При последовательном соединении входа усилителя и выхода цепи ОС образуется последовательная по входу ОС, а при их параллельном соединении — параллельная по входу ОС. Вид ОС со стороны выхода часто именуют по способу снятия ОС. Параллельное соединение в этом случае носит название ОС по напряжению, последовательное соединение — ОС по току. Классификация ОС по входу и выходу независима, и по схемному построению усилителей можно различать четыре простых вида ОС. На рис. 3.2 приведены усилители с последовательной (*а*) и параллельной (*б*) ОС по напряжению, а также с последовательной (*в*) и параллельной (*г*) ОС по току.

Для схем рис. 3.2,*а*,*в* характерно уменьшение глубины ОС с увеличением сопротивления источника сигнала $R_{1и}$ и полное прекращение ее действия в режиме холостого хода на входе. В схемах рис. 3.2,*б*,*г* действие ОС ослабляется с уменьшением $R_{1и}$ и полностью прекращается при коротком замыкании ($R_{1и} = 0$). Со стороны нагрузки ОС испытывает одинаковое влияние в схемах рис. 3.2,*а*,*б* и *в*,*г*. В первых двух ОС перестает действовать при коротком замыкании на выходе, в двух других — при холостом ходе.

Знание основных особенностей различных видов ОС позволяет целенаправленно влиять на параметры и характеристики разрабатываемых или модернизируемых усилительных устройств. В том случае, если на входе (выходе) усилителя или в других исследуемых точках наблюдается режим короткого замыкания и при этом происходит передача сигнала с выхода усилителя на его вход ($K_D B \neq 0$), то в устройстве применена последовательная ОС. Отсутствие передачи сигнала по петле ОС ($K_D B = 0$) свидетельствует о наличии в исследуемых точках параллельной ОС. Так, короткое замыкание в точках 1—1 рис. 3.2,*а* не приводит напряжение ОС к нулю и устранению ОС. Однако, если короткое замыкание осуществить в тех же точках на схеме рис. 3.2,*б*, ОС перестанет действовать.

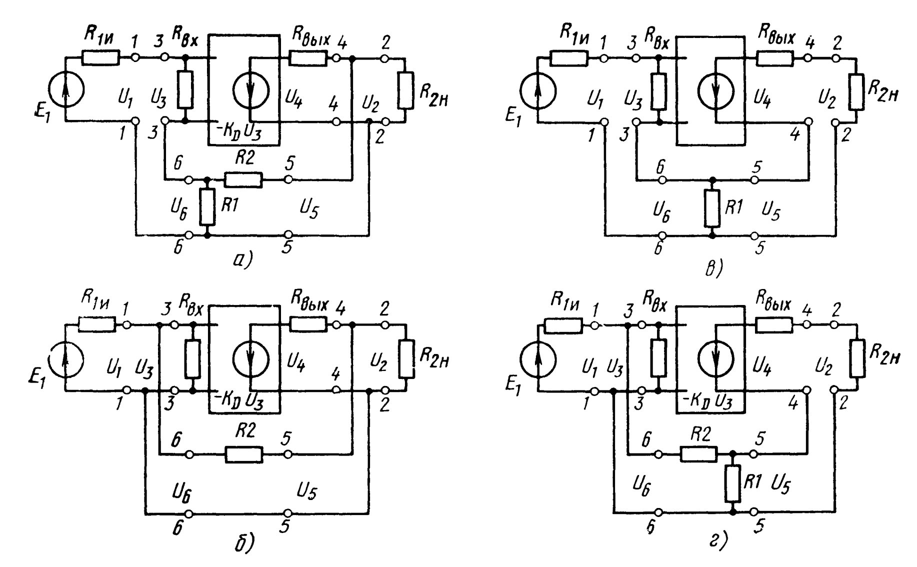


Рис. 3.2. Эквивалентные схемы усилителей с ОС

Входное сопротивление в устройстве с ОС на произвольной паре выводов *n—n* определяется соотношением [13]

$$R_F = R_0 F_{\text{к}}/F_{\text{х}}, \tag{3.8}$$

где R_0 — входное сопротивление в исследуемых точках схемы при условии $K_D=0$, $F_{\text{к}}$ и $F_{\text{х}}$ — глубина ОС при коротком замыкании и холостом ходе в этих точках. Влияние ОС на R_F зависит в первую очередь от вида ОС и способа соединения. Так, в схеме рис. 3.2,*б* при коротком замыкании на входе $K_D B_{1\text{к}}=0$, при этом $F_{\text{к}}=1+K_D B_{1\text{к}}=1$ и выражение (3.8) принимает вид $R_F= =R_0/F_{\text{х}}$. Следовательно, при параллельной ОС входное сопротивление уменьшается в $F_{\text{х}}$ раз. Очевидно, в схеме рис. 3.2,*а* получим противоположный результат $R_F=R_0F_{\text{к}}$ — последовательная ОС увеличивает входное сопротивление. Заметим, что соотношение (3.8) справедливо для любых точек устройства с ОС [9]. При определении выходного сопротивления члены уравнения должны отражать условия на выходе.

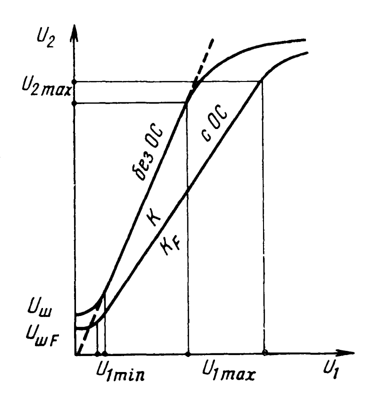


Рис. 3.3. Влияние ОС на амплитудную характеристику

Нелинейные искажения оконечный каскад вносит при достаточно больших амплитудах сигнала [14]. В выходном сигнале появляются колебания с частотами, которые отсутствовали во входном, изменяется его спектральный состав и форма. Это связано с отклонением амплитудной характеристики (АХ) усилителя, представляющей зависимость выходного напряжения от входного при воздействии гармонического колебания постоянной частоты, от линейного закона. На рис. 3.3 штриховой ли-

нией показана идеальная АХ — прямая, выходящая из начала координат под углом, определяемым коэффициентом усиления, так как $K=U_2/U_1$. Реальная АХ совпадает с идеальной лишь в области средних значений напряжений. При больших напряжениях изгиб АХ обусловлен нелинейностью характеристик активного элемента усилителя, при малых — наличием в усилителе собственных помех и шумов, которые действуют на выходе при отсутствии сигнала.

При введении ОС коэффициент усиления уменьшается, линейный участок АХ имеет меньший наклон, определяемый теперь K_F, и большую протяженность. Это достигается тем, что в области малых сигналов ОС понижает уровень шумов, а в области больших — уменьшает амплитуды высших гармоник.

Коэффициент гармоник $k_г$, характеризующий уровень нелинейных искажений, уменьшается прямо пропорционально глубине ОС, т. е. $k_{гF}=k_г/F$. При очень больших искажениях эта пропорциональность не соблюдается и снижение нелинейности становится затруднительным. Линеаризация АХ с помощью ОС позволяет увеличить динамический диапазон — отношение максимального неискаженного сигнала к минимальному. В ОУ динамический диапазон может ограничиваться из-за смещения нуля на выходе, но с ростом глубины ОС дрейф нуля уменьшается и исключает эту опасность.

3.2. Анализ усилителей с ОС

На рис. 3.2 изображены четыре варианта схем усилителей с ОС, в которых на входе действует независимый источник ЭДС и сам усилитель характеризуется зависимым источником ЭДС. Входной сигнал может также поступать от независимого источника тока, и усилитель будет работать как зависимый источник тока (рис. 3.4). При использовании одновременно источников тока и ЭДС открываются еще две схемотехнические возможности и число основных схем с ОС достигает уже 16.

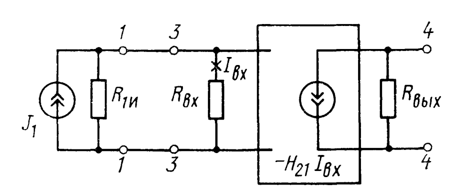
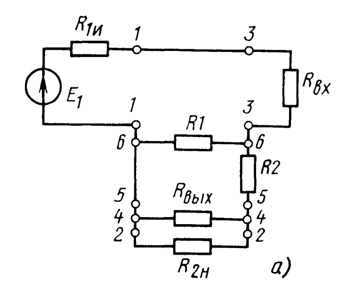


Рис. 3.4. Зависимый источник тока, управляемый током (ИТУТ)

Нет необходимости постигать все многообразие схем с ОС. Изучение и расчет любой из них сводится к определению коэффициентов передач структурной схе-



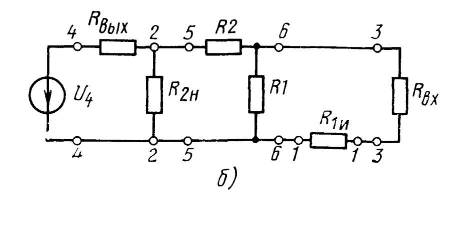


Рис. 3.5. Эквивалентные схемы усилителя рис. 3.2,*а*:
а — для определения пассивных передач k_{1F}, k_0; *б* — для определения k_{2F} и B

Таблица 3.1

Схема	k_{1F}	k_{2F}	k_{0F}
Рис. 3.2,*а*	$\dfrac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}+R_{1\text{и}}+R_{6-6}}$	$\dfrac{R_{2\text{н}}\Vert R_{5-5}}{R_{2\text{н}}\Vert R_{5-5}+R_{\text{вых}}}$	$\dfrac{R_{6-6}}{R_{6-6}+R_{1\text{и}}+R_{\text{вх}}}\,\dfrac{R_{4-4}}{R_{4-4}+R_{2}}$
Рис. 3.2,*б*	$\dfrac{R_{\text{вх}}\Vert R_{6-6}}{R_{\text{вх}}\Vert R_{6-6}+R_{1\text{и}}}$	$\dfrac{R_{2\text{н}}\Vert R_{5-5}}{R_{2\text{н}}\Vert R_{5-5}+R_{\text{вых}}}$	$k_{1F}\dfrac{R_{4-4}}{R_{4-4}+R_{2}}$
Рис. 3.2,*в*	$\dfrac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}+R_{1\text{и}}+R_{6-6}}$	$\dfrac{R_{2\text{н}}}{R_{2\text{н}}+R_{\text{вых}}+R_{5-5}}$	$\dfrac{R_{6-6}}{R_{6-6}+R_{1\text{и}}+R_{\text{вх}}}\times\dfrac{R_{2\text{н}}}{R_{2\text{н}}+R_{\text{вых}}}$
Рис. 3.2,*г*	$\dfrac{R_{\text{вх}}\Vert R_{6-6}}{R_{\text{вх}}\Vert R_{6-6}+R_{1\text{и}}}$	$\dfrac{R_{2\text{н}}}{R_{2\text{н}}+R_{\text{вых}}+R_{5-5}}$	$k_{1F}\dfrac{R_{1}\Vert R_{4-2}}{R_{1}\Vert R_{4-2}+R_{2}}\times\dfrac{R_{2\text{н}}}{R_{2\text{н}}+R_{\text{вых}}}$

Схема	B	$R_{0(1-1)}$	$R_{0(2-2)}$	Примечание
Рис. 3.2,*а*	$\dfrac{R_{2\text{н}}\Vert R_{5-5}}{R_{2\text{н}}\Vert R_{5-5}+R_{\text{вых}}}\times\dfrac{R_{1-3}\Vert R_{1}}{R_{1-3}\Vert R_{1}+R_{2}}$	$R_{\text{вх}}+R_{6-6}$	$R_{\text{вых}}\Vert R_{5-5}$	$R_{6-6}=R_{1}\Vert(R_{2}+R_{4-4})$ $R_{5-5}=R_{2}+R_{1}\Vert R_{1-3}$
Рис. 3.2,*б*	$\dfrac{R_{2\text{н}}\Vert R_{5-5}}{R_{2\text{н}}\Vert R_{5-5}+R_{\text{вых}}}\times\dfrac{R_{3-3}}{R_{3-3}+R_{2}}$	$R_{\text{вх}}+R_{6-6}$	$R_{\text{вых}}\Vert R_{5-5}$	$R_{6-6}=R_{2}+R_{4-4}$ $R_{5-5}=R_{2}\Vert R_{3-3}$
Рис. 3.2,*в*	$\dfrac{R_{5-5}}{R_{5-5}+R_{\text{вых}}+R_{2\text{н}}}\times\dfrac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}+R_{1\text{и}}}$	$R_{\text{вх}}\Vert R_{6-6}$	$R_{\text{вых}}+R_{5-5}$	$R_{6-6}=R_{1}\Vert R_{4-2}$ $R_{5-5}=R_{1}\Vert R_{1-3}$
Рис. 3.2,*г*	$\dfrac{R_{5-5}}{R_{5-5}+R_{\text{вых}}+R_{2\text{н}}}\times\dfrac{R_{3-3}}{R_{3-3}+R_{2}}$	$R_{\text{вх}}\Vert R_{6-6}$	$R_{\text{вых}}+R_{5-5}$	$R_{6-6}=R_{2}+R_{1}\Vert R_{4-2}$ $R_{5-5}=R_{1}\Vert(R_{2}+R_{3-3})$

мы рис. 3.1. Для схем, изображенных на рис. 3.2, в табл. 3.1 приведены выражения пассивных передач и сопротивления R_0 (при выключенной ОС) в точках 1—1 и 2—2, т. е. на входе и выходе. Приняты следующие обозначения: эквивалентное сопротивление цепи ОС со стороны входа усилителя R_{6-6} (со стороны выхода R_{5-5}), при последовательной ОС на входе эквивалентное сопротивление $R_{1и}+R_{вх}=R_{1-3}$, на выходе $R_{вых}+R_{2н}=R_{4-2}$, при параллельной ОС на входе $R_{1и}\|R_{вх}=R_{3-3}$, на выходе $R_{вых}\|R_{2н}=R_{4-4}$. В связи с различными структурами цепей ОС для каждого варианта в примечании даны выражения для R_{6-6} и R_{5-5}.

Схемы не очень сложны, и представление о методе определения соответствующих передач можно получить по любому из вариантов. Для схемы рис. 3.2,*а* изображены вспомогательные эквивалентные схемы на рис. 3.5,*а* и *б*. Наглядность эквивалентных схем имеет первостепенное значение. Не жалейте времени на поиск наилучшего графического изображения. Это поможет разобраться в схеме и избежать ошибок.

Таблица 3.1 позволяет быстро оценить влияние ОС на работу усилителя. Зная K_D, нетрудно вычислить важнейший параметр ОС — ее глибину F и на основании этого любые внешние показатели устройства: коэффициент усиления, чувствительность, входное сопротивление и т. д.

3.3. Основные схемы включения ОУ

Выше отмечалось, что ОУ предназначен для работы в устройствах с отрицательной ОС. Поэтому сигнал ОС всегда подается на инверсный вход ОУ. Устройства с ОУ подразделяются на две группы по способу подачи входного сигнала: на прямой или на инверсный вход.

Неинвертирующая схема включения ОУ изображена на рис. 3.6,*а*. Она характеризуется подачей сигнала на прямой вход ОУ и последовательной ОС по напряжению аналогично рис. 3.2,*а*. Цепь ОС представляет собой простейший резистивный делитель напряжения.

При характеристиках ОУ, близких к идеальным, $K_D=R_{D\,вх}=\infty$ и $R_{D\,вых}=0$ коэффициенты передач $k_{1F}=k_{2F}=1$, $k_{0F}=0$, $B=R_1/(R_1+R_2)$, откуда согласно (3.3)

$$K_{Fн}=1+R_2/R_1, \tag{3.9}$$

Коэффициент усиления определяется только элементами цепи ОС, кроме того, он не зависит от $R_{2н}$ пока $R_{2н}\gg R_{D\,вых}$. Последовательная ОС по входу обеспечивает большое входное сопротивление устройства, параллельная ОС на выходе — малое выходное сопротивление.

Операционный повторитель — важный частный случай неинвертирующего усилителя. Он образуется при условии $R_1=\infty$, $R_2=0$ (рис. 3.6,*б*). При боль-

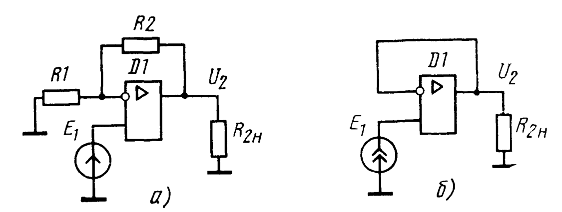


Рис. 3.6. Неинвертирующая схема включения ОУ

шом $R_{D\,вх}$ ОУ условие $R_2=0$ не обязательно, но на практике оно обычно выполняется. Для ОУ с $K_D=35\cdot10^3$, $R_{D\,вх}=300$ кОм, $R_{D\,вых}=150$ Ом (К140УД9) получаем $K_F=0{,}99997$ или 1 с погрешностью $1/(1+1/35\cdot10^3)$, т. е. 0,0028%. Здесь глубина ОС $F=1+K_D\approx K_D=35\cdot10^3$, так как $B=1$. Входное сопротивление без внешних элементов на прямом входе $R_{вх\,F}=300$ кОм$\cdot35\times\times10^3=10{,}5$ ГОм; однако оно шунтируется входным сопротивлением для синфазного сигнала $R_{с.вх}$ и входной емкостью. Выходное сопротивление $R_{F\,вых}==150$ Ом$/35\cdot10^3=4{,}3$ мОм. Операционный повторитель передает входной сигнал на выход без изменения фазы и амплитуды. Чрезвычайно большое входное и очень малое выходное сопротивления обеспечивают эффективную развязку входа и выхода.

Инвертирующая схема включения ОУ изображена на рис. 3.7,*а*. Как следует из самого названия, входной и выходной сигналы усилителя сдвинуты по фазе на 180°. В этой схеме напряжение сигнала и напряжение ОС подается на один вход — инверсный. Прямой вход соединяется с общим проводом. Схема характеризуется параллельной по входу и выходу ОС аналогично схеме на рис. 3.2,*б*. Допуская идеальность характеристик ОУ и заменяя в формулах табл. 3.1 $R_{1и}$ на R_1 при определении k_{1F} и B, получаем

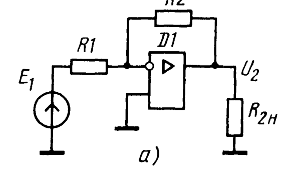
$$k_{1F}=R_2/(R_1+R_2) \text{ и } K_{Fи}=-R_2/R_1 \qquad (3.10)$$

с такой же точностью, как и в схеме рис. 3.6,*а*. Знак минус перед дробью (3.10) информирует об инверсии фазы сигнала. Глубина ОС определяется тем же делителем, но может зависеть от внутреннего сопротивления источника сигнала, которое включается последовательно с R_1. Входное сопротивление инвертирующей схемы $R_{вх\,F}=R_1+R_{вх\,F(3-3)}$, где $R_{вх\,F(3-3)}$ — сопротивление между прямым и инверсным входами ОУ. Чаще всего $R_{D\,вх}\gg R_2$, тогда согласно (3.8) $R_{вх\,F(3-3)}=R_2/(1+K_D)$, а так как K_D велико, то принято считать, что $R_{вх\,F}=R_1$. Этой схеме свойственно относительно малое входное сопротивление.

Напряжение на входе ОУ (в точках 3—3 рис. 3.2,*б*) согласно (3.1) $U_3==U_1k_{1F}/F=U_2/K_D$. В нашем примере, исходя из $U_{2\,max}\leqslant10$ В, получим $U_3\leqslant\leqslant10/35\cdot10^3=0{,}28$ мВ. Такое малое напряжение на входе ОУ часто рассматривается как нулевое, а инверсный вход называют точкой кажущейся или виртуальной земли.

Преобразователь ток — напряжение (рис. 3.7,*б*) построен на базе инвертирующей схемы. Входным сигналом является ток. В связи с этим $k_{1F}==U_3/J_1=R_2$. Идеализируя ОУ, получаем коэффициент передачи $K_Z=-U_2/J_1==-R_2K_D/(1+K_D)\approx-R_2$.

Усилитель тока (рис. 3.8) — пример схемы с параллельной ОС по току. Входной величиной является ток сигнала J_1, выходной — ток I_2, протекающий по сопротивлению нагрузки $R_{2н}$. Для анализа можно воспользоваться схемой рис. 3.2,*г*. Идеализируя ОУ, из соответствующих формул табл. 3.1 получаем



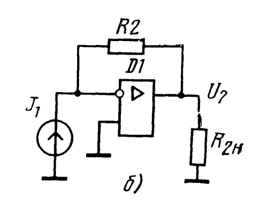


Рис. 3.7. Схема инвертирующего включения ОУ (*а*) и преобразователя ток — напряжение (*б*)

2—84

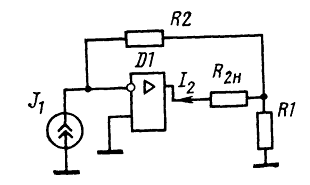


Рис. 3.8. Схема усилителя тока

$k_{1F}=R_2+R_1\|R_{2н}$, $k_{2F}=1/(R_1+R_{2н})$, $B=R_1/(R_1+R_{2н})$. Коэффициент усиления по току $K_{IF}=-R_2/R_1-R_{2н}/(R_{2н}+R_1)$. Обычно $R_{2н}\gg R_1$ и $K_{IF}=-(1+R_2/R_1)$. По отношению к нагрузке схема работает как источник тока с большим внутренним сопротивлением, т. е. $R_{вых\,F}=R_{D\,вых}+R_1(1+K_D)\approx R_1K_D$.

Все изложенное выше справедливо на достаточно низких частотах, где велико значение K_D. С ростом частоты глубина ОС значительно снижается, становится заметным влияние реактивных и паразитных элементов схемы. В этом случае требуется проведение более точного анализа и расчета на базе рассмотренного здесь метода.

3.4. Практические рекомендации

Существуют пределы допустимых значений *R1* и *R2*. В схеме рис. 3.7,*а* *R1* по существу определяет входное сопротивление усилителя. Его следует увеличивать, чтобы исключить перегрузку источника сигнала E_1. В то же время входной ток ОУ создает падение напряжения, которое может оказать заметное влияние на входной сигнал. Обычно *R1* выбирают в пределах 1 ... 10 кОм. Резистор *R2* определяет коэффициент усиления и значение тока ОС. Его сопротивление следует выбирать много большим сопротивления нагрузки. Часто *R2* составляет 20 ... 100 кОм, реже МОм. Высокоомные резисторы создают больший уровень шума. Указанные ограничения относятся к любой схеме включения ОУ.

Предположим, что устройство, схема которого изображена на рис. 3.7,*а*, должно обеспечить усиление по напряжению 100 (40 дБ). Сопротивление резистора *R2* должно быть в 100 раз больше *R1*. Выбираем $R_1=1$ кОм, $R_2=100$ кОм. Входной ток ОУ К140УД6 создает падение напряжения $I_{вх}R_1=100$ нА·1 кОм $=100$ мкВ. Необходимо иметь входной сигнал, превышающий это значение в 10 и более раз, т. е. $U_{вх\,min}=1$ мВ. Сопротивление, минимизирующее смещение нуля на выходе ОУ, $R_{бал}=R_1R_2/(R_1+R_2)\approx 990$ Ом. Оно включается между прямым входом и общим проводом.

Смещение нуля на выходе ОУ при отсутствии $R_{бал}$ $U_{вых.см}\approx I_{вх}R_2=100$ нА·100 кОм$=0{,}01$ В. В случае баланса входной цепи смещение создается разностью входных токов $\Delta I_{вх}=25$ нА, $U_{вых.см}\approx\Delta I_{вх}R_2=2{,}5$ мВ. Заметим, что потенциометр установки нуля компенсирует главным образом $U_{вх.см}$.

Устройства, схемы которых показаны на рис. 3.6—3.8, реагируют на сигнал постоянного и переменного тока. Не всегда допустима гальваническая связь с источником сигнала, к тому же небольшое постоянное напряжение на входе может привести в режим насыщения последующие каскады. Связи через разделительные конденсаторы являются простейшим средством, устраняющим усиление постоянной составляющей.

На рис. 3.9 показаны схемы усилителей переменного тока, соответствующие структурам рис. 3.6,*а* и 3.7,*а*.

В неинвертирующем усилителе включают резистор $R_{бал}$. Без него конденсатор $C_р$ будет заряжаться входным током ОУ и создавать существенный сдвиг напряжения на выходе. Операционный усилитель не может работать без

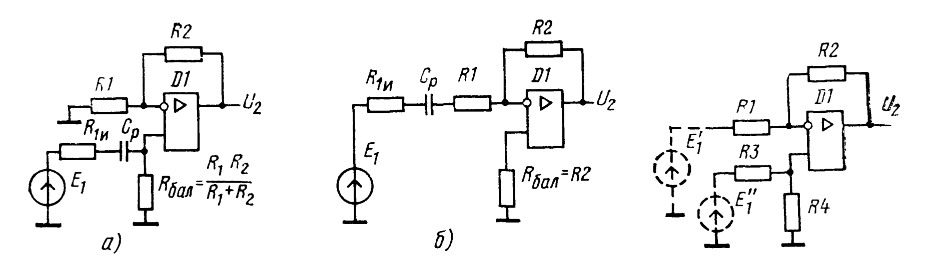


Рис. 3.9. Схемы усилителей переменного тока

Рис. 3.10. Схема дифференциального усилителя

связи с общим проводом на постоянном токе. Входное сопротивление при этом ограничивается значением $R_{бал}$. Сохранить высокое входное сопротивление удается путем усложнения схемы усилителя.

В усилителе (рис. 3.9,*б*) постоянный ток инверсного входа протекает только через *R2*, по этой причине $R_{бал}=R_2$. Глубина ОС $F=1+K_D(R_{1и}+R_1)/(R_{1и}+R_1+R_2)$, коэффициент усиления и выходное сопротивление зависят от $R_{1и}$. Соотношения для расчета емкостей $C_р$, определяемых нижней граничной частотой $f_{н\sqrt{2}}$ полосы пропускания по уровню —3 дБ $(1/\sqrt{2})$:

для рис. 3.9,*а* $C_р=1/2\pi f_{н\sqrt{2}}(R_{1и}+R_{бал})$; $K_F=U_2/E_1=R_{бал}(1+R_2/R_1)/(R_{1и}+R_{бал})$;

для рис. 3 9,*б* $C_р=1/2\pi f_{н\sqrt{2}}(R_{1и}+R_1)$; $K_F=U_2/E_1=-R_2/(R_{1и}+R_1)$.

При наличии в устройстве нескольких разделительных конденсаторов расчетные значения их емкостей следует увеличить в 2 раза, если количество конденсаторов $N<4$, и в 4 раза, если $N\geqslant 4$.

Дифференциальный усилитель, изображенный на рис. 3.10, объединяет в себе инвертирующее и неинвертирующее включения. Если $E''_1=0$, то выходное напряжение $U'_2=-\frac{R_2}{R_1}E'_1$; если $E'_1=0$, то выходное напряжение $U''_2=\frac{R_4}{R_3+R_4}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)E''_1$. Когда на входах присутствуют оба напряжения, на выходе усилителя получим $U_2=U'_2+U''_2$. При $R_4/R_3=R_2/R_1$ $U_2=(E''_1-E'_1)R_2/R_1$. В идеальном случае усилитель реагирует только на разность сигналов. Погрешность от $K_{сф}$ ОУ $U_{2(ошибка)}=\frac{U_с}{K_{сф}}\frac{R_2}{R_1}$, где $U_с$ — напряжение синфазного сигнала на входе.

При использовании прецизионных ОУ $K_{сф}$ определяется допуском на номиналы сопротивлений резисторов R_1—R_4. В случае отклонения одного из них на ±1% $K_{сф}$ не превышает 45 дБ. Ва практике последовательно с одним из резисторов (чаще *R4*) включают подстроечный, подают на соединенные вместе входы допустимое синфазное напряжение и устанавливают пренебрежимо малое выходное напряжение.

Условие баланса приводит к невозможности регулировки усиления и к неодинаковым (в большинстве случаев низкоомным) входным сопротивлениям: $R'_{вх}=R_1$, $R''_{вх}=R_3+R_4$. Специальные измерительные усилители, построенные на базе рассмотренной схемы, лишены этих недостатков.

4. ХАРАКТЕРИСТИКИ ОУ В ОБЛАСТИ ВЕРХНИХ ЧАСТОТ

4.1. Амплитудно-частотная характеристика усилителя без ОС

Как уже отмечалось, в идеальном случае ОУ должен обладать бесконечной полосой пропускания. Однако многие характеристики реальных ОУ чувствительны к изменению частоты сигнала. Наиболее важно то обстоятельство, что коэффициент усиления на ВЧ уменьшается, а выходной сигнал запаздывает относительно входного. Большой фазовый сдвиг при достаточном коэффициенте усиления может привести к самовозбуждению Поскольку ОУ создан для работы с ОС, необходимо хорошо представлять, как она влияет на его АЧХ и от чего зависит устойчивость работы реальных устройств с таким усилителем.

Коэффициент усиления однокаскадного усилителя на любой частоте (если рассматриваемый усилитель относится к классу усилителей постоянного тока (УПТ)) можно определить по формуле [6, 13]

$$K_{jf}=K/[1+j(f/f_p)], \tag{4.1}$$

где j — мнимая единица ($j=\sqrt{-1}$), K — коэффициент усиления в области НЧ. Из (4.1) найдем соотношения для АЧХ и ФЧХ:

$$K(f)=K/\sqrt{1+(f/f_p)^2} \quad \text{и} \quad \varphi=-\operatorname{arctg}(f/f_p). \tag{4.2}$$

Из (4.2) следует, что АЧХ определяется коэффициентом усиления в области НЧ K и характеризуется его уменьшением в $\sqrt{2}$ раз (—3 дБ) на частоте f_p, а также частотой единичного усиления $f_1=f_p\sqrt{K^2-1}\approx f_pK$, $K(f_1)=1$ (0 дБ). На ВЧ при $f/f_p\gg1$ АЧХ достаточно точно описывается выражением $K(f)=Kf_p/f$ и в логарифмическом масштабе изображается прямой линией с наклоном —20 дБ/дек. Логарифмическая аппроксимация АЧХ однокаскадного усилителя и его аппроксимированная ФЧХ аналогичны зависимостям, приведенным на рис. 2.6.

Получение большого коэффициента усиления от однокаскадного усилителя затруднительно Поэтому ОУ выполняют из двух и более каскадов. В подавляющем большинстве схемных решений отдельные каскады соединяются между собой непосредственно (гальванически) и спад АЧХ у них имеет место только в области ВЧ.

Амплитудно-частотная характеристика многокаскадного усилителя определяется свойствами каскадов, входящих в состав этого усилителя. При исследовании такого усилителя удобно использовать аппроксимацию АЧХ ломаными прямыми. Для построения АЧХ в логарифмическом масштабе достаточно на одном и том же графике начертить АЧХ отдельных каскадов и сложить их графически. Иллюстрация этого — рис. 4.1,*а*, на котором изображена АЧХ трехкаскадного усилителя. На частотах ниже f_{p1} общая АЧХ — это сумма коэффициентов усиления отдельных каскадов, выраженных в децибелах. В интервале между f_{p1} и f_{p2} коэффициент усиления первого каскада падает со скоростью —20 дБ/дек, в то время как коэффициенты усиления второго и третьего каскадов остаются постоянными. Далее наклон увеличивается на 20

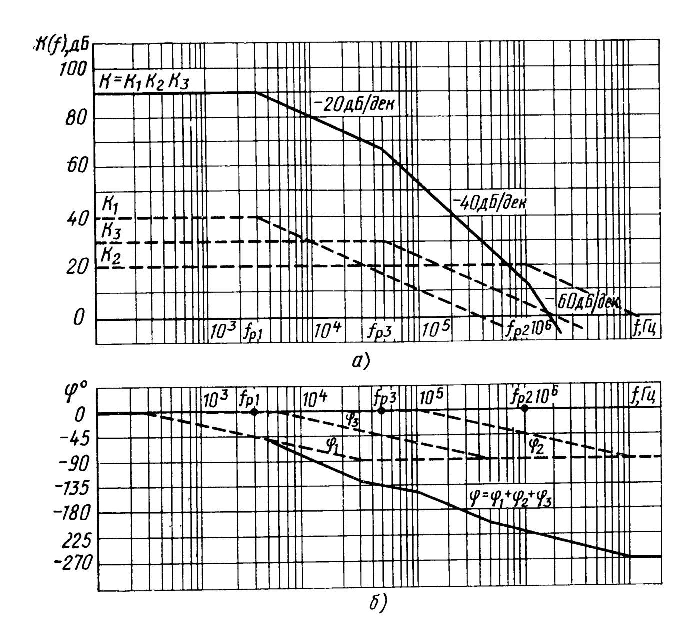


Рис. 4.1. АЧХ и ФЧХ трехкаскадного усилителя

дБ/дек после каждой частоты $f_р$, достигая —60 дБ/дек. Показанная на рис. 4.1,*б* ФЧХ получена также суммированием аппроксимированных ФЧХ отдельных каскадов. В многокаскадном усилителе каждый каскад последовательно увеличивает фазовый сдвиг.

4.2. Амплитудно-частотная характеристика усилителя при наличии ОС

Коэффициент усиления любого усилителя с ростом частоты уменьшается со скоростью, определяемой числом и граничными частотами составляющих его каскадов. Эта частотная зависимость имеет ряд практически важных следствий.

Во-первых, фазовые сдвиги, вносимые усилителем и цепью ОС, могут складываться таким образом, что усилитель с ОС становится неустойчивым. Поэтому важным требованием является обеспечение достаточного запаса устойчивости посредством выбора соответствующей формы АЧХ передачи петли ОС. Введение в усилитель отрицательной ОС приводит к снижению коэффициента усиления в $F=1+KB$ раз и, казалось бы, не может вызвать его самовозбуждения. Однако к начальному фазовому сдвигу, равному 180° при $f \to 0$, добавляется фазовый сдвиг $\varphi_п=\varphi_K+\varphi_B$, обусловленный задержкой сигнала во времени при его прохождении через цепь ОС. Вследствие этого на некоторой частоте $f_к$ (назовем ее критической) может оказаться, что результирующий фазовый сдвиг $\varphi_т=\varphi_п+180°=0°$ * (или ±360°) и ОС станет положительной. Для

* Параметр $\varphi_т$ представляет собой аргумент возвратного отношения $T=-K_п$.

потери устойчивости усилителя с положительной ОС бывает достаточно его собственных шумов, которые всегда имеют место.

Судить о степени устойчивости устройства с ОС удобно по характеристикам разомкнутой петли ОС. Если коэффициент передачи по петле $KB=1$ и $\varphi_п=180°$, то величина K_F в усилителе с замкнутой петлей ОС становится неопределенной, так как $1-KB=0$ и он переходит в режим генерирования синусоидальных колебаний без всякого воздействия на входе. Если на частоте, где $\varphi_п=180°$, $KB>1$, то колебания на выходе будут иметь несинусоидальную форму. Частота колебаний при этом близка к частоте $f_к$. Нередко значительные фазовые сдвиги наблюдаются за границами полосы пропускания. Частоты, на которых возникает самовозбуждение, оказываются вне пределов полосы пропускания. Это самовозбуждение не всегда проявляется в явном виде но оно приводит к ухудшению параметров устройства.

Большой интерес в случае ОУ представляет величина фазового сдвига на частоте, при которой модуль усиления по петле ОС обращается в единицу. Помимо решения вопроса об устойчивости величина этого фазового сдвига позволяет судить и о других свойствах усилителя. Если $\varphi_п$ несколько меньше 180°, то в системе могут быть возбуждены только затухающие колебания. Мерой оценки затухания является запас по фазе. Под этой величиной понимается угол, дополняющий до 180° абсолютное значение фазового сдвига $\varphi_п$ на частоте, где выполняется условие $KB=1$:

$$\varphi_з = 180° - \varphi_п. \qquad (4.3)$$

На рис. 4.2 представлены переходные характеристики для малого сигнала с различными значениями $\varphi_з$ при подаче на вход ступенчатого скачка напряжения. При $\varphi_з=90°$ на выходе возникает апериодический демпфированный сигнал, при $\varphi_з=65°$ переходная характеристика имеет выброс около 4%. При таком значении $\varphi_з$ получается наиболее плоская АЧХ K_F, что часто используется на практике. Уменьшение $\varphi_з$ приводит к ослаблению демпфирования переходного процесса и увеличению выброса на переходной характеристике, на АЧХ K_F появляется подъем в окрестности частоты $f_к$, также возрастающий с уменьшением запаса по фазе.

Во-вторых, коэффициент усиления усилителя с ОС уже не является функцией исключительно сопротивлений цепи ОС и результирующие коэффициенты усиления инвертирующего и неинвертирующего включений ОУ (рис. 3.6,*а* и 3.7,*а*) определяются соответственно выражениями (3.10) и (3.9), умноженными на дробь $K(f)/[1+R_2/R_1+K(f)]$, а именно:

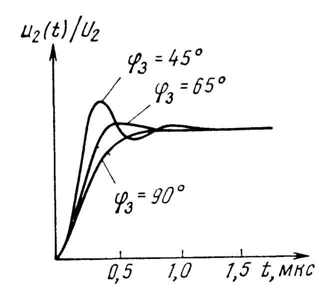


Рис. 4.2. Малосигнальные переходные характеристики усилителя, охваченного ОС, при различных значениях запаса по фазе

$$K_{Fи} = -\frac{R_2}{R_1}\,\frac{K(f)}{1+R_2/R_1+K(f)} \quad \text{и}$$

$$K_{Fн} = \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\frac{K(f)}{1+R_2/R_1+K(f)}.$$

В-третьих, ОС увеличивает полосу пропускания усилителя. Чтобы убедиться в этом, рассмотрим уравнение для коэффициента усиления в случае использования ОУ, имеющего АЧХ с наклоном асимптоты —20 дБ/дек.

Принимая во внимание, что каждое из выражений (3.9) и (3.10) **есть** отношение k_{1F}/B, можем записать

$$K_{F\text{и}} = K_{F\text{н}} = \frac{k_{1F}}{B}\,\frac{K(f)}{1 + R_2/R_1 + K(f)} =$$
$$= \frac{k_{1F}}{B}\,\frac{K(f)}{1/B + K(f)} = \frac{k_{1F}\,K(f)}{1 + K(f)\,B}.$$

Это равенство справедливо для любой из схем включения ОУ. Подставляя $K(f)$ из (4.1), получаем

$$K_{F\text{и}} = K_{F\text{н}} = \frac{K_{1F}\,K}{1 + KB + jj/f_p} =$$
$$= \frac{k_{1F}\,K}{F}\,\frac{1}{1 + jf/f_p F} = \frac{k_{1F}\,K}{F} \Big/ \left(\frac{1 + jf}{f_{pF}}\right), \qquad (4.4)$$

где $f_{pF} = f_p F$.

Согласно последнему выражению модуль коэффициента усиления

$$K_{F\text{и}} = K_{F\text{н}} = k_{1F}\,\frac{K}{F} \Big/ \sqrt{1 + (f/f_{pF})^2},$$

а частота среза на уровне $1/\sqrt{2}$(—3 дб) при наличии ОС f_{pF} равна частоте среза без ОС умноженной на глубину ОС. Поскольку $F > 1$, полоса пропускания в обеих схемах включения ОУ будет увеличиваться. Следует помнить, что в неинвертирующем усилителе $k_{1F} = 1$, а в инвертирующем $k_{1F} < 1$, поэтому при равных $K_{F\text{н}}$ и $K_{F\text{и}}$ глубина ОС оказывается различной и частота среза тоже не одинакова, но этот эффект заметен лишь при малых K_F. При $K_F = 1$ в инвертирующем ОУ f_{pF} равна 0,5 f_{pF} неинвертирующего ОУ. При значениях $K_F \geqslant 10$ $k_{1F\text{и}}$ близко к 1 и расхождение между частотами среза для различных схем включения ОУ становится незаметным. При построении АЧХ операционного усилителя с ОС k_{1F} часто не принимают во внимание, считая коэффициент усиления в децибелах:

$$K_F\,(\text{дБ}) = K_D\,(\text{дБ}) - F\,(\text{дБ}). \qquad (4.5)$$

На рис. 4.3 тонкой линией показана АЧХ операционного усилителя без ОС. В области НЧ $K_D = 10^4$ (80 дБ). Для устройства с ОС при $K_F = 10$ (20 дБ)

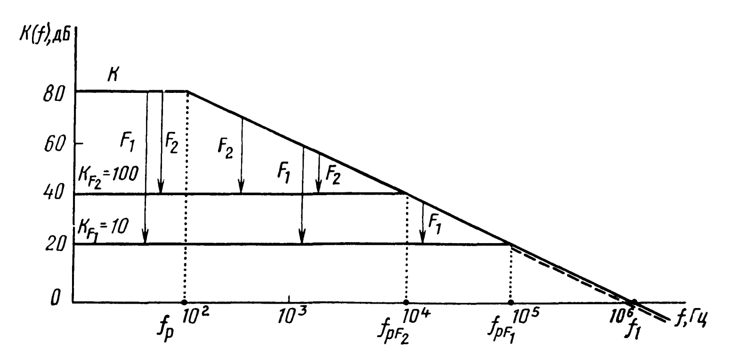


Рис. 4.3. Расширение полосы пропускания усилителя, вызванное ОС

глубина ОС до частоты $f_p=100$ Гц согласно (4.5) равна 60 дБ (10^3), а выше частоты f_p она падает со скоростью —20 дБ/дек. При этом K_F (жирная линия) остается постоянным до частоты $f_{pF}=100\cdot10^3=100$ кГц. Начиная с этой частоты, АЧХ устройства с ОС имеет скорость спада, такую же, как и без ОС, их асимптоты совпадают. Для сравнения штриховой линией изображена асимптота инвертирующего усилителя.

Значительное расширение полосы пропускания достигается вследствие уменьшения коэффициента усиления (с 80 до 20 дБ). На рис. 4.3, кроме того, показана АЧХ усилителя с $K_{F2}=100$. Для этого случая полоса пропускания оказывается меньше ($f_{pF}=10$ кГц), но снижение коэффициента усиления теперь составляет 40 вместо 60 дБ. Построения, выполненные на рис. 4.3, позволяют сделать вывод, что при наклоне асимптоты АЧХ, равном —20 дБ/дек, произведение коэффициента усиления на полосу пропускания для сигнала малой амплитуды постоянно. Это подтверждается также аналитически: $K_D f_p= =K_F f_{pF}=\text{const}$, так как $K_F=K_D/F$, а $f_{pF}=f_p F$. Произведение Kf называют площадью усиления. В связи с тем, что для ОУ $K_D f_p=f_1$, довольно часто встречается название полоса единичного усиления [5—8].

Поскольку в рассмотренных усилителях цепи ОС чисто резистивные и, следовательно, частотно-независимые, то B определяется отношением сопротивлений и не вносит сдвига фазы; источником фазового сдвига здесь является сам ОУ. Максимальный фазовый сдвиг, который может дать в таких условиях ОУ с АЧХ, определяемой асимптотой с наклоном —20 дБ/дек, равен 90°. Это означает, что усилитель не будет самовозбуждаться независимо от значения его коэффициента петлевого усиления КВ, следовательно, усилитель устойчив при любой глубине ОС. Его АЧХ и переходная характеристика монотонны.

Однако не у всех усилителей спад АЧХ составляет — 20 дБ/дек. Если спад АЧХ петлевого усиления на одних частотах составляет — 20 дБ/дек, а на других — 40 дБ/дек, то выражение для петлевого коэффициента усиления будет содержать два множителя, зависящих от частоты:

$$K(f)\,B=\frac{K_D\,B}{\sqrt{1+(f/f_{p1})^2}\,\sqrt{1+(f/f_{p2})^2}},$$

а фазовый сдвиг $\varphi=-\operatorname{arctg}(f/f_{p1})-\operatorname{arctg}(f/f_{p2})$ может достичь — 180°. Будет ли такой ОУ возбуждаться, зависит от влияния дополнительных фазовых сдвигов в петле ОС, так как при спаде — 20 дБ/дек фаза достигает уровня — 180° только асимптотически. Это состояние можно назвать малоустойчивым.

В операционных усилителях, АЧХ которых определяется асимптотами с наклонами —20, —40, —60 дБ/дек, выражения для АЧХ и ФЧХ содержат уже три члена, зависящих от частоты, и максимально возможный фазовый сдвиг составляет — 270°.

Рассмотрим, какое действие ОС оказывает на АЧХ многокаскадного усилителя. Воспользуемся для этого результирующими АЧХ и ФЧХ трехкаскадного усилителя (см. рис. 4.1), которые изображены на рис. 4.4. В системе высокого порядка графическое решение намного проще и нагляднее аналитического. Полагая, как и раньше, что цепи ОС в усилителе не вносят фазовый сдвиг, определяем по ФЧХ операционного усилителя частоту $f_к$, на которой выполняется баланс фаз (т. е. $\varphi_п=-180°$). Так как при этом запас по фазе равен нулю, усилитель может быть устойчив только при $K_F>K_{F\min}$ и $F<F_{\max}$. Зна-

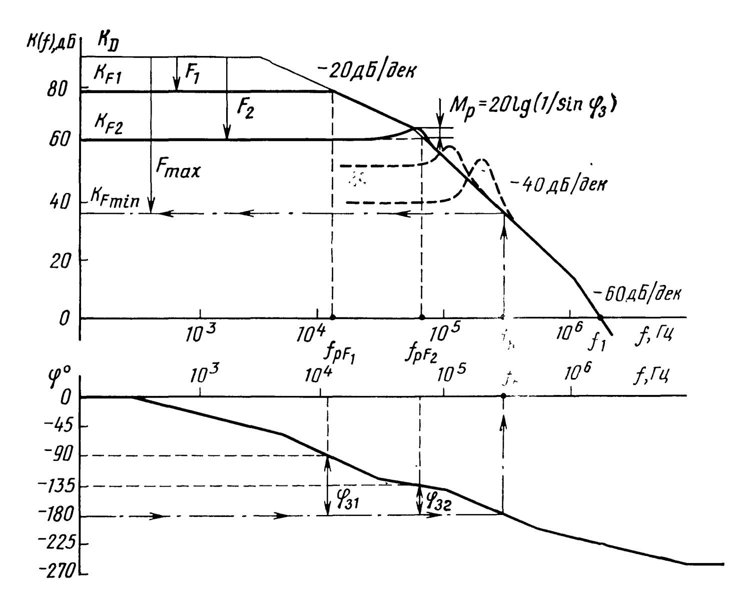


Рис. 4.4. Результирующие АЧХ и ФЧХ трехкаскадного усилителя при различных уровнях глубины ОС

чения F_{max} и K_{Fmin} определяются на той же частоте по АЧХ операционного усилителя. Последовательность действий указана на рис. 4.4 стрелками.

При запасе по фазе $\varphi_з=90°$ усилитель имеет плоскую АЧХ, определяемую коэффициентом усиления K_{F1} и частотой среза F_{pF1}. В усилителе с запасом по фазе $\varphi_з=45°$ АЧХ K_{F2} имеет подъем около 3 дБ в районе частоты f_{pF2}. Запас по фазе $\varphi_з$ определяется на частоте, при которой $KB=1$ (0 дБ). С приемлемой точностью соотношение (4.5) может быть представлено в виде K_F (дБ) $=K_D$ (дБ) $-K_DB$ (дБ), что дает при K_DB (дБ) $=0$ K_F (дБ) $=K_D$ (дБ). Следовательно, $KB=1$ на частотах, определяемых точкой пересечения АЧХ усилителя без ОС с прямой, проведенной на уровне, равном K_F. Это позволяет судить о запасе по фазе $\varphi_з$ при любом K_F по фазовому сдвигу на соответствующих частотах пересечения, обозначенных как f_{pF1}, f_{pF2}, $f_к$.

С ростом глубины ОС полоса пропускания увеличивается, однако при этом уменьшается запас по фазе, вследствие чего увеличивается неравномерность АЧХ на ВЧ [6]. Сказанное иллюстрируют АЧХ, изображенные штриховыми линиями. Верхняя, с запасом по фазе $\varphi_з=30°$, имеет неравномерность $M_p=6$ дБ, нижняя — $\varphi_з=10°$, $M_p=15$ дБ. Работа ОУ при коэффициенте усиления с замкнутой ОС в интервале от K_{F1} до K_{Fmin} означает изменение фазового сдвига в разомкнутой петле от 90 до 180°, при этом будет изменяться степень немонотонности АЧХ (или степень погрешности переходной характеристики, связанной с колебательным характером переходного процесса). Монотонные АЧХ получаются при $K_F>K_{F1}$, но при этом полоса пропускания и, что особенно важно, глубина ОС вряд ли могут считаться достаточными.

Удаленность системы с ОС от состояния самовозбуждения, исходя из условий баланса фаз и баланса амплитуд, в общем случае выражается двумя показателями: относительным запасом устойчивости по фазе и по коэффици-

енту усиления. Запас устойчивости по усилению — это величина, обратная модулю петлевого усиления на частоте $f_к$, при которой $\varphi_п = -180°$, т. е. это дополнительный до единицы коэффициент петлевого усиления, определяемый на критической частоте. В устойчивой системе $\varphi_п$ достигает $-180°$ на частотах, при которых $KB<1$. Использование запаса по фазе более общепринято. Это объясняется тем, что фазовый угол $-180°$ не всегда достигается и частота $f_к$ не всегда существует, как, например, в усилителе, имеющем АЧХ с наклоном асимптоты -20 дБ/дек.

4.3. Практические рекомендации

Предположим, что в усилителе, выполненном на ОУ К140УД6 по схеме рис. 3.6,*а* или 3.7,*а*, $K_F=10$. На малом сигнале $f_{в\sqrt{2}} = f_1/K_F = 10^6/10 = 10^5$ Гц $=100$ кГц. В этом диапазоне частот искажения, связанные со скоростью нарастания ОУ $V_U = 2$ В/мкс, будут ограничивать выходное напряжение значением $U_{2\,max} = \frac{2}{2\pi \cdot 10^{-6} \cdot 10^{-5}} = 3{,}18$ В. Неискаженное выходное напряжение $U_{2max} = 10$ В можно получить лишь до частоты $f_P = \frac{2}{2\pi \cdot 10^{-6} \cdot 10} = 31{,}8$ кГц.

Схема преобразователя ток — напряжение рис. 3.7,б лежит в основе большинства усилителей-фотоприемников. Обычно используемый при этом фотодиод можно рассматривать как источник тока. Установившееся мнение, что получающееся вследствие глубокой параллельной ОС малое входное сопротивление усилителя позволяет не учитывать влияние емкости фотодиода, далеко от истины. Взаимодействие сопротивления цепи ОС R_2 и емкости фотодиода $C_{фд}$ приводит к дополнительному излому на АЧХ операционного усилителя. Вследствие этого АЧХ фотоприемника приобретает подъем на частоте $f_0 = \sqrt{f_1 f_{фд}}$, где $f_{фд} = 1/2\pi R_2 C_{фд}$, и происходит ограничение полосы пропускания.

Частотную зависимость сопротивления передачи устройства легко найти графически, как показано на рис. 4.5. Тонкой линией изображена АЧХ операционного усилителя с полной частотной коррекцией К140УД6. При $R_2=1$ МОм и $C_{фд}=10$ пФ значение $f_{фд}=16$ кГц. Начиная с этой частоты, от АЧХ опера-

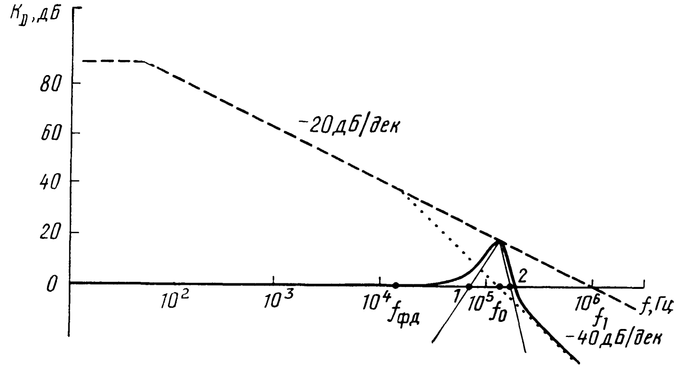


Рис. 4.5. АЧХ инвертирующего преобразователя ток — напряжение

ционного усилителя проводим штриховую прямую с наклоном —40 дБ/дек. Пересечение с осью абсцисс происходит на частоте f_0. Высоту подъема АЧХ фотоприемника (жирная линия) определяет коэффициент усиления ОУ на этой частоте. Линии, проведенные через точки 1 и 2 (частоты на октаву ниже и на пол-октавы выше f_0), могут служить ориентирами при достаточной для практики точности построения искомой АЧХ.

5. ВНУТРЕННИЕ КОМПОНЕНТЫ ОУ

5.1. Составные транзисторы

Для применения ОУ знание его внутренней структуры требуется не всегда. Однако представление об основных функциональных узлах ОУ, принципах их действия полезно получить для понимания предельных возможностей ОУ, для целенаправленного изменения его характеристик внешними дискретными элементами и т. п.

Структуры аналоговых ИС базируются на известных схемных решениях и представляют собой конфигурации, топология которых связана с особенностями процесса производства. Преодоление ограничений, обусловленных интегральной технологией, достигается приспособлением схемно-конструкторских решений к требованиям технологии. Разработан набор широко используемых функциональных узлов ИС и созданы методы их объединения в ОУ с необходимыми характеристиками. Важную роль здесь играет доступность большого числа транзисторов, хороший подбор и сопряжение их параметров, а также возможность управлять геометрией и расположением элементов.

Практически во всех каскадах ОУ встречаются соединения, которые можно рассматривать как один эквивалентный транзистор с улучшенными характеристиками [2]. На рис. 5.1,*а* изображена схема составного транзистора, построенного на базе двух *n—p—n* транзисторов, включенных по схеме ОК—ОК. Ориентировочно можно считать, что общий коэффициент усиления тока равен

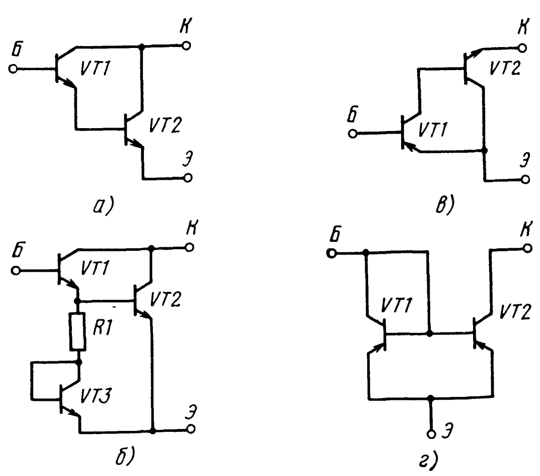


Рис. 5.1. Составные транзисторы

произведению парциальных коэффициентов усиления тока транзисторов *VT1* и *VT2*. Устройство отличается высоким входным сопротивлением, входная емкость такой пары меньше входной емкости одиночного транзистора, включенного по схеме с ОЭ. Улучшить температурную стабильность и уменьшить уровень шума в таком устройстве можно путем введения транзистора *VT3*, включенного диодом, и резистора *R1* (рис. 5.1,*б*). Температурная компенсация обеспечивается противоположными по знаку температурными коэффициентами сопротивления *R1* и $\Delta U_{БЭ}$ транзисторов *VT2* и *VT3*, так как у них различные эмиттерные токи.

Для устранения недостатков, обусловленных малым значением коэффициента усиления по току интегрального транзистора *p—n—p*, транзисторы *VT1* и *VT2* включают по схеме ОЭ—ОК (рис. 5.1,*в*) [7]. Общий коэффициент усиления тока двух транзисторов равен произведению их парциальных коэффициентов усиления. Граничная частота невелика и определяется (как и входное сопротивление) только транзистором *p—n—p*.

У современных *p—n—p* транзисторов параметр $h_{21э}$ составляет значение 100 и более, однако имеет большой технологический разброс. Для его снижения и повышения граничной частоты применяется местная ОС. Она обеспечивается разбиением области коллектора на два сегмента и соединением меньшего из них с базой. Схемное изображение такого транзистора с улучшенными параметрами приведено на рис. 5.1,*г*. Соединение коллектора транзистора *VT1* с его базой здесь не приводит к потере усилительных свойств.

5.2. Источники стабильного тока

Устройства с таким названием выполняют в усилителях роль источников фиксированного тока и высокоомных сопротивлений. На рис. 5.2,*а* показана простейшая схема источника стабильного тока (ИСТ). Ее конфигурация подобна представленной на рис. 5.1,*г*. Если выдерживается отношение площадей коллекторных областей транзисторов $S2/S1=1$, то отношение их токов можно также считать равным единице. Источник стабильного тока с единичным отношением известен под названием токового зеркала. В источниках малых токов установка тока осуществляется с помощью резисторов в эмиттерных цепях. Это позволяет достичь больших отношений токов, чем при доступном изменении отношения площадей *S2/S1*.

Путем введения ОС с помощью третьего транзистора, как показано на рис. 5.2,*б*, можно увеличить выходное сопротивление ИСТ и получить мень-

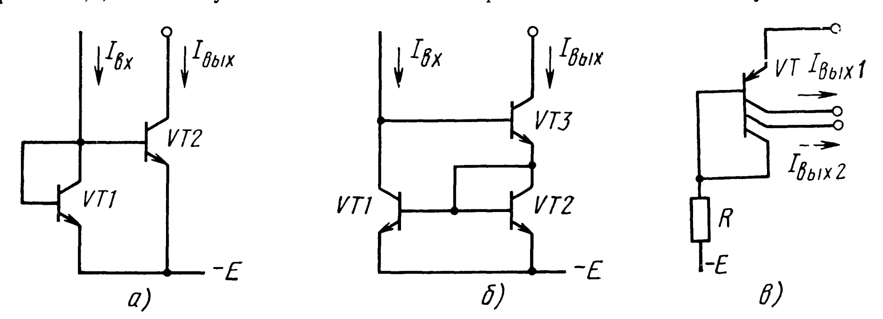


Рис. 5.2. Варианты схем источников стабильного тока

шую зависимость общего коэффициента усиления по току от $h_{21Э}$ каждого транзистора.

Многоэлектродные транзисторы, характерные для микроэлектроники, открывают новые возможности для построения ИСТ. Пример тому — ИСТ с многоколлекторным транзистором (рис. 5.2,*в*), объединяющим в себе транзистор *VT1* (нижний по схеме коллектор) и *VT2* схемы рис. 5.1,*г*. Многоколлекторные структуры пригодны для построения таких ИСТ, выходной ток которых не зависит от напряжения питания.

Схемы, показанные на рис. 5.2, широко используются в дифференциальных каскадах для подавления синфазного сигнала, в цепях смещения и задания режима, а также в качестве нагрузки в каскадах с высоким коэффициентом усиления.

Активные нагрузки на базе ИСТ представляют дополнительные возможности для улучшения характеристик аналоговых ИС [2]. Их основные преимущества: незначительная площадь, занимаемая на кристалле; высокое сопротивление переменному току, неизменное в широком диапазоне изменений температуры и напряжения питания; заметно меньшие паразитные емкости, чем у резисторов больших номиналов. Вследствие отмеченных преимуществ они позволяют получить существенно более высокие коэффициенты усиления каждого каскада и улучшить условия согласования. Интересно, что линейный режим работы транзистора в каскаде ОЭ с ИСТ сохраняется вплоть до $U_{КБ}=0$. Максимальный размах выходного напряжения при этом меньше полного напряжения питания всего на $2U_{БЭ}$. Однако при значениях емкости в несколько пикофарад ИСТ ограничивает полосу пропускания на уровне 1 ... 10 кГц.

5.3. Дифференциальный усилительный каскад

Этот каскад — основа всех интегральных ОУ [1, 2, 7]. Схема простейшего дифференциального усилительного каскада (ДК) с общей связью через резистор $R_Э$ приведена на рис. 5.3,*а*. Сигналы подаются на два входа. Выходной сигнал можно снимать с каждого выхода относительно общего провода или между ними. В этой схеме используется принцип баланса моста, образованного резисторами *R1*, *R2* и транзисторами *VT1*, *VT2*. Если схема полностью симметрична, то изменение напряжения питания, синфазного для обоих транзисторов, не нарушит баланса моста и выходное напряжение останется без изменения. Непостоянство температуры воздействует на токи транзисторов также синфазно. Теоретически в полностью симметричной схеме ДК дрейф нуля должен отсутствовать. В реальном ДК дрейф меньше в 10 ... 100 раз по сравнению с обычным каскадом ОЭ.

Напряжение на выходе ДК определяется разностью входных сигналов. Противофазные напряжения на входах ДК вызывают противофазные изменения эмиттерных токов. В симметричной схеме их изменения взаимно компенсируются и через резистор $R_Э$ пропускает только постоянный ток. Переменное напряжение на нем отсутствует, и потенциал точки *А* равен потенциалу общего провода. Можно считать, что ДК с симметричным выходом эквивалентен каскаду с ОЭ по значению коэффициента усиления, т. е. $K_д=U_{2д}/U_{1д}=h_{21Э}R/h_{11Э}$, где $R=R_1=R_2$, а входное сопротивление (между базами транзисторов) $R_{вх\,д}\approx 2h_{11Э}$.

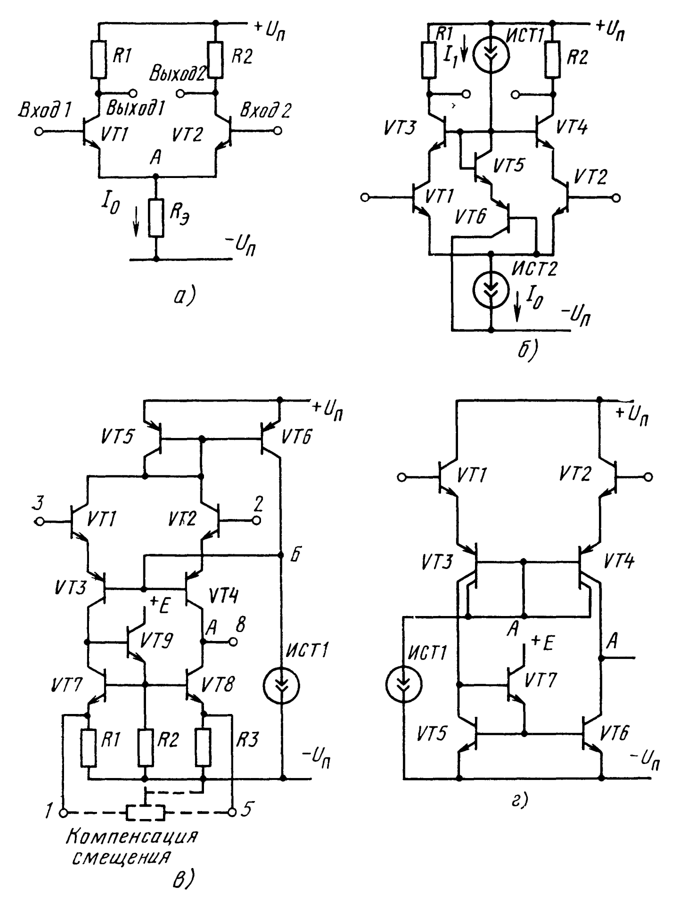


Рис. 5.3. Варианты схем дифференциальных каскадов

Одновременное изменение напряжения на базах транзисторов приводит к удвоенному приращению токов через $R_э$ и возникновению последовательной ОС то току, которая определяет входное сопротивление и коэффициент усиления. Для синфазного сигнала $K_с = h_{21\,э} R/R_{вх\,F}$, где $R_{вх\,F} = h_{11\,э} + 2R_э\,(1 + h_{21\,э})$ — входное сопротивление ДК для синфазного сигнала.

Коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{сф} = K_д/K_с \approx 2R_э\,h_{21\,э}/h_{11\,э}$ Для большего подавления синфазной помехи полезно увеличивать $R_э$, что достигается использованием ИСТ.

В ряде случаев увеличения $K_д$ добиваются применением транзисторов «супер-бета». Это транзисторы, у которых благодаря чрезвычайно тонкой базе значение параметра $h_{21\,э}$ может доходить до 2000 и более практически независимо от тока покоя. Однако напряжение пробоя коллекторного перехода снижается до 4 В, а $h_{21\,э}$ сильно зависит от $U_К$. На рис. 5.3,*б* представлена схема ДК, в котором применены такого рода транзисторы, позволяющие значительно уменьшить входные токи и увеличить входное сопротивление до 20...50 МОм. Последовательное соединение транзисторов позволяет увеличить

пробивное напряжение каждой пары до 40...60 В. Образующееся при этом каскадное соединение ОЭ—ОБ в каждом плече ДК существенно снижает входную емкость, сохраняя коэффициент усиления соответствующим схеме с ОЭ. Транзисторы *VT5* и *VT6*, включенные по схеме с плавающим потенциалом, защищают входные транзисторы от опасного воздействия большого синфазного напряжения.

Принципиальная схема ДК с каскодным включением транзисторов вида ОК — ОБ приведена на рис. 5.3,*в*. Здесь входные транзисторы *VT1* и *VT2* включены по схеме с ОК, а *VT3* и *VT4* — с ОБ. Такая структура наиболее высокочастотна, обладает по сравнению со схемой ОЭ — ОБ бо́льшим входным сопротивлением. Нагрузкой усилительных транзисторов *VT3* и *VT4* служат коллекторные цепи транзисторов *VT7* и *VT8*. Транзистор *VT9* задает уровень смещения на транзисторы *VT7* и *VT8*, а также служит повторителем коллекторного напряжения транзистора *VT7* на базе транзистора *VT8*. Транзистор *VT8* инвертирует этот сигнал, и на его коллекторе получается сумма сигналов, существующих между коллекторами транзистора *VT3* и *VT4*. Таким образом, дифференциальный выход, преобразуется в несимметричный. Иточник стабильного тока на транзисторах *VT7*, *VT8* с повторителем *VT9* называют токовым инвертором. Для стабилизации токов входных транзисторов используется ОС, цепь которой образована транзисторами *VT5* и *VT6*. Транзистор *VT5* в диодном включении определяет величину тока транзистора *VT1* и *VT2*, а также *VT6*, который, в свою очередь, регулирует базовые токи транзисторов *VT3* и *VT4* путем сложения или вычитания тока коллектора и тока ИСТ1. Такая ОС улучшает также подавление синфазных сигналов.

На рис. 5.3,*г* показан еще один вариант ДК. Здесь то же используется каскодный усилитель ОК—ОБ и токовый инвертор. Как и в схеме рис. 5.3,*в*, баланс моста основывается на принципе токового зеркала, но для стабилизации токов используется второй коллектор транзисторов с дополняющей *p—n—p* структурой (точка *А*).

Недостаток ДК на БТ — относительно большой входной ток и вследствие этого дрейф по току в пределах 0,1 ... 1 мкА/° С, а также дрейф по напряжению до 100 мкВ/° С. Для уменьшения входных токов и повышения входного сопротивления в ряде случаев во входных каскадах используют составные транзисторы вида ОК—ОК (рис. 5.1,*а*). Однако базовые токи и падения напряжения база — эмиттер оказываются хуже согласованными, чем у ДК на одиночных транзисторах, что приводит к увеличению дрейфа и уровня шума. Это наблюдается в любой сложной схеме ДК.

Усилители с ПТ на входе обладают высокими входными сопротивлениями, дрейфом по току в них практически можно пренебречь, однако дрейф по напряжению сравнительно большой. Схемотехнические решения ДК с ПТ в значительной степени повторяют известные структуры на БТ.

5.4. Защита входа от перегрузки

Операционный усилитель может быть выведен из строя большим входным напряжением. Хороший ОУ выдерживает одновременное подключение обоих входов к одной из шин питания [8]. Следовательно, пока синфазное напряжение не превышает напряжения питания, оно не опасно. Допустимое входное напряжение биполярного ОУ ограничено напряжением эмиттерного перехо-

да. Пробой может и не разрушить транзисторы, а выразиться только в необратимом уменьшении коэффициента усиления и увеличения входных токов. Однако обнаружить неисправность очень трудно, а такого рода пробой может возникнуть в процессе эксплуатации при импульсном сигнале. Самый простой способ параллельной защиты входа — использование двух диодно включенных транзисторов, соединенных встречно-параллельно между входами. При последовательной защите транзисторы, включенные диодами, располагаются последовательно с эмиттерами входных транзисторов. В первом варианте увеличивается входная емкость, а во втором — дрейф. Входные каскады на ПТ не нуждаются в специальной защите, поскольку напряжение пробоя таких транзисторов превышает 50 В.

5.5. Источники стабильного напряжения

Для создания независимого опорного уровня смещения в ОУ используются источники стабильного напряжения (ИСН). Их весьма малое выходное сопротивление переменному току нередко служит также для развязки отдельных узлов усилителя. В простейшем случае — это диоды, эмиттерные повторители с диодами в цепи базы. Источник стабильного напряжения с управляемым уровнем постоянного опорного напряжения выполняют на базе транзистора с параллельной ОС по напряжению (рис. 5.4,*а*). Цепь ОС образована обычным базовым делителем, элементом связи является ИСТ. Выбирая сопротивления резисторов *R1* и *R2*, устанавливают требуемое напряжение на коллекторе. Чрезвычайно малое выходное сопротивление и стабильное опорное напряжение возможны при глубокой ОС, которую удается реализовать с помощью ИСТ. В схеме рис. 5.4,*б* для увеличения глубины ОС включен транзистор *VT2*.

5.6. Промежуточные и выходные каскады

У современных ОУ эти каскады заметно отличаются от разработок 60-х годов. Тогда они выполнялись однотактными в виде эмиттерных повторителей, для согласования с промежуточными каскадами требовались специальные схемы сдвига уровня, чтобы получить на выходе нулевой потенциал. В качестве примера на рис. 5.5 приведена часть схемы ОУ К140УД1. Транзи-

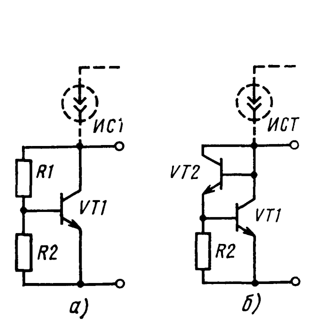


Рис. 5.4. Схемы источников стабильного напряжения

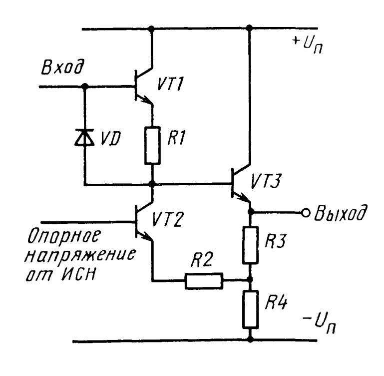


Рис. 5.5. Выходной каскад ОУ К140УД1

стор *VT1* включен по схеме с ОК, его высокое входное сопротивление позволяет сохранить большим коэффициент усиления промежуточного каскада (второй дифференциальный каскад), к выходу которого он подключается. Нагрузка транзистора *VT1* — ИСТ на транзисторе *VT2*. Сдвиг уровня постоянного напряжения достигается благодаря падению напряжения на резисторе *R1*. Потерь практически нет, так как на переменном токе сопротивление ИСТ значительно больше *R1*. Диод *VD* включен в обратном направлении, и его емкость используется для частотной коррекции. Выходной эмиттерный повторитель (*VT3*) требуется для связи с внешней нагрузкой; его высокое входное сопротивление не шунтирует ИСТ на транзисторе *VT2*. Повторитель также обеспечивает низкоомное выходное сопротивление ОУ. Для увеличения коэффициента усиления он охвачен неглубокой положительной ОС, напряжение которой снимается с резистора *R4* и подается в цепь эмиттера транзистора *VT2*.

Позднее в ОУ К140УД7 были найдены настолько удачные схемотехнические решения, что их широкое распространение и развитие продолжается до последнего времени [2—4, 9].

На рис. 5.6 изображена схема промежуточного и выходного каскадов этого ОУ (входной каскад описывался ранее, см. рис. 5.3,*в*. Характерно, что смещение уровня постоянного напряжения обеспечивается в нем без дополнительных элементов). Промежуточный каскад выполнен на транзисторах *VT13*, *VT15*. С входа ДК (точка *А*) сигнал поступает на базу транзистора *VT13*, включенного по схеме с ОК, высокое входное сопротивление которого позволяет не снижать заметно сопротивление нагрузки ДК. Транзистор *VT15* включен по схеме с ОЭ. Его нагрузка — большое динамическое сопротивление ИСТ на *VT14* (нижний коллектор), благодаря чему достигается значительный коэффициент усиления. Чтобы не снизить усиление промежуточного каскада, к нему подключается эмиттерный повторитель на *VT18* (верхний эмиттер), на-

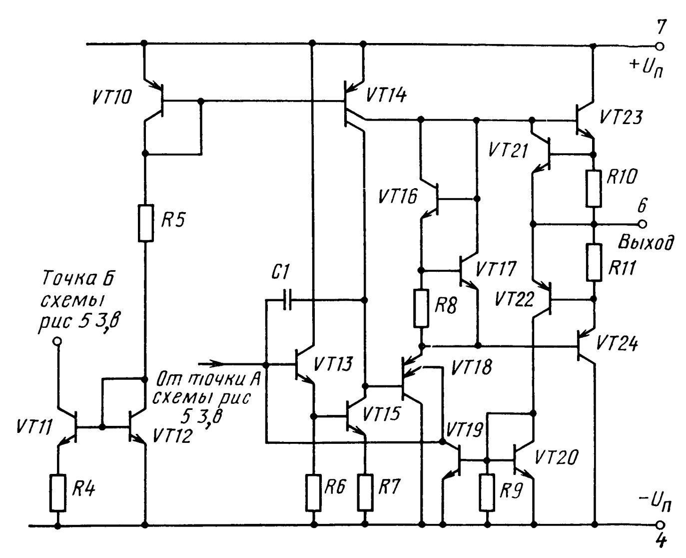


Рис. 5.6. Принципиальная схема промежуточного и выходного каскадов ОУ К140УД7

грузкой которого является ИСТ на *VT14* (верхний коллектор). Ток транзистора *VT14* устанавливается транзистором *VT10* по принципу токового зеркала. ИСТ1 (см. рис. 5.3,*в*) построен на транзисторах *VT11*, *VT12* по схеме рис. 5.2,*а*. Опорный ИСН, выполненный на транзисторах *VT16*, *VT17* согласно рис. 5.4,*б*, обеспечивает необходимое напряжение смещения для работы комплементарных транзисторов *VT23*, *VT24* в режиме АВ. Эти транзисторы образуют выходной двухтактный эмиттерный повторитель.

Защита выходных транзисторов от перегрузки и короткого замыкания (КЗ) обеспечивается транзисторами *VT21*, *VT22*. В нормальных условиях они закрыты, так как падение напряжения и на *R10*, и на *R11* не превышает 0,5 В. Транзистор *VT21* обеспечивает защиту выхода ОУ от КЗ на $-U_п$. При большом выходном токе напряжение на *R10* возрастает настолько, что этот транзистор открывается и шунтирует вход транзистора *VT23*, препятствуя увеличению выходного тока. Аналогично действует защита при КЗ выхода на $+U_п$. Транзистор *VT22*, открываясь, приводит к появлению тока ИСТ на *VT20* и *VT19*. Увеличение тока коллектора последнего препятствует возрастанию тока базы *VT13* и выходного тока *VT24*.

Второй (нижний) эмиттер *VT18* и *VT19* обеспечивают защиту выходного каскада от эффекта «защелкивания» [9] при превышении синфазным напряжением допустимого уровня. При вхождении транзистора *VT15* в режим насыщения ток базы и ток второго эмиттера *VT18* возрастают, препятствуя увеличению тока базы *VT13*, а следовательно, и тока коллектора *VT15*.

5.7. Практические рекомендации

Во входных каскадах ОУ используются как биполярные, так и полевые транзисторы. Обладая большим коэффициентом усиления, именно эти каскады определяют шумовые характеристики ОУ. Вклад усилителя в эквивалентное напряжение входных шумов (2- и 3-й члены соотношения (2.3)) отражает ломаная линия с перегибом при $R_г = U_ш / I_ш$, представленная на рис. 5.7. Величина $R_г$ указывает границу между областью, где преобладает напряжение шумов $U_ш$ (горизонтальный участок), и областью с преобладанием токовых шумов $I_ш R_г$. При больших значениях сопротивления источника сигнала меньший уровень шума будет создавать ОУ с ПТ-входом ($E_ш = 1{,}6$ мкВ, $I_ш = 57$ пА), ОУ с БТ-входом предпочтительнее в случае малых значений $R_г$, в частности 5 кОм ($E_ш = 0{,}65$ мкВ, $I_ш = 18$ пА). Из рис. 5.7 видно, что тепловые шумы от внутреннего сопротивления источника сигнала, возрастающие пропорционально $\sqrt{R_г}$, могут превышать уровень собственных шумов ОУ. В некоторых устройствах, к числу которых относится преобразователь ток — напряжение, такая зависимость может быть использована для увеличения отношения сигнал-шум. Линия тепловых шумов представляет собой нижний предел суммарного входного напря-

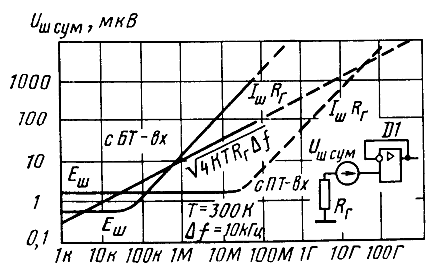


Рис. 5.7. Зависимость шумов от внутреннего сопротивления источника сигнала

жения шумов. Качество современных БТ и ПТ усилителей настолько высоко, что для источника сигнала с $R_г \geqslant 2$ кОм можно выбрать усилитель с пренебрежимо малым внесением шумов.

Диаграмма, представленная на рис. 5.7, построена для полосы частот 10 ... 1000 Гц. При уменьшении полосы наблюдения до 1 Гц уменьшаются величины всех составляющих шумов. Прямая, соответствующая сопротивлению $R_г$, опускается ниже на два порядка; ломаная, соответствующая ОУ, опускается намного меньше. Причина этого — шумы вида $1/f$, наиболее значительные в ОУ с ПТ-входом. Граница их проявления колеблется в широких пределах. Типичным является интервал 1 ... 10 кГц.

Производственные дефекты ИС приводят к возникновению особого вида шумов, называемого импульсным. Он проявляется резкими всплесками и сопровождается дискретным изменением уровня, появляется по непериодическому закону при средней скорости повторения от нескольких импульсов в секунду до одного в минуту. Длительность шумовых импульсов колеблется от микросекунд до секунды; однако амплитуда у любого конкретного устройства фиксирована. Импульсные шумы имеют токовый характер и в большей степени проявляют себя в высокоомных цепях.

6. ПРИНЦИПИАЛЬНЫЕ СХЕМЫ ОУ

6.1. Операционные усилители общего применения

Типовая структурная схема ОУ включает в себя входной дифференциальный каскад. За ним следует один или несколько промежуточных. Они обеспечивают уменьшение потенциала на выходе ОУ до значения, близкого к нулю, и усиление, необходимое для высокого общего коэффициента усиления по напряжению и достаточное для работы оконечного каскада. Оконечный каскад должен обеспечивать низкое выходное сопротивление ОУ и ток, достаточный для питания ожидаемой нагрузки. Он должен иметь достаточно высокое входное сопротивление, чтобы не нагружать последний из промежуточных каскадов. В качестве оконечных каскадов обычно используется простой или комплементарный эмиттерный повторитель, работающий в режиме АВ. Все они снабжены защитой от перегрузки и КЗ.

Подавляющее большинство ОУ выполняется по двухкаскадной схеме, т. е. их АЧХ имеет не более двух изломов на частотах ниже f_1.

Классифицировать ОУ можно по различным признакам. Чаще всего это делается по предполагаемому применению. Рассмотрим основные из них.

Операционные усилители общего применения предназначены для использования в тех случаях, когда средние значения их характеристик могут удовлетворять предъявляемым требованиям. Они позволяют строить узлы аппаратуры, имеющие суммарную погрешность на уровне 1%. Этим ОУ свойственны низкая стоимость, малое количество или полное отсутствие дополнительных внешних компонентов, не очень высокая частота единичного усиления (около 1 МГц). *Прецизионные ОУ* характеризуются гарантированными малыми входными погрешностями, такими как напряжение смещения нуля, дрейф, шумы, отличаются большим коэффициентом усиления без ОС и большим коэффициен-

том ослабления синфазного сигнала. *Микромощные ОУ* необходимы в тех случаях, когда требуется малая потребляемая мощность от источников питания, в особенности при работе от гальванических или солнечных элементов. *Быстродействующие ОУ* служат для обработки быстро изменяющихся сигналов. Они отличаются высокими значениями частоты единичного усиления (свыше 10 МГц) и частоты усиления на полной мощности, определяемой скоростью нарастания выходного напряжения, которая превышает 20 В/мкс. В этих усилителях нередко используется сложная частотная коррекция.

В общем случае любой из параметров ОУ может быть улучшен за счет ухудшения других. Ниже дается выборочное описание некоторых моделей ОУ и на их примерах — представление о типовых схемотехнических решениях.

Первый *ОУ К140УД1* был разработан на базе трехкаскадной структуры [1,4]. В состав ОУ входят два простых ДК (см. рис. 5.3,*а*) и выходной блок (см. рис. 5.5). Ток первого ДК фиксируется с помощью ИСТ, выполненного по схеме рис. 5.2,*а*. Коллектор транзистора *VT2* соединен непосредственно с эмиттерами транзисторов первого ДК. К коллектору транзистора *VT1* подключен резистор эмиттерной цепи второго ДК.

Выделяющееся на этом транзисторе в диодном включении напряжение служит одновременно смещением транзистору *VT2* (рис. 5.5) в выходном блоке. Достоинство этой модели — простота конструкции.

Операционный усилитель К140УД7 можно рассматривать как базовую модель большинства современных интегральных ОУ [3, 9]. Принципиальная схема этого усилителя образована из фрагментов, изображенных на рис. 5.3,*в* и 5.6. По формам АЧХ и ФЧХ он близок к двухкаскадному усилителю. Устойчивость работы обеспечивает внутренняя коррекция, которая выполняется с помощью емкости *С1*, формирующей АЧХ с одной точкой излома. Для установки нуля предусмотрены выводы 1,5, к которым подключается внешний потенциометр с сопротивлением 10 кОм. При такой регулировке входы ОУ остаются свободными. Для увеличения скорости нарастания выходного напряжения с 0,3 до 10 В/мкс при подаче сигнала на инвертирующий вход может быть применена опережающая частотная коррекция. С этой целью между выводами 8 и 2 подключается конденсатор емкостью 150 пФ. Таким способом на ВЧ осуществляется обход первого ДК с малым током коллектора и низкой граничной частотой.

Полевые транзисторы во входных каскадах ОУ позволяют получить высокие значения входных сопротивлений и уменьшить входные токи на порядок по сравнению с лучшими вариантами на БТ. На рис. 6.1 изображена принципиальная схема *ОУ К544УД1*, выполненная по двухкаскадной структуре [1, 3, 4, 7]. Дифференциальный каскад построен на ПТ *VT1* и *VT2* с каналом *n*-типа. Активной нагрузкой этих транзисторов является токовый инвертор на БТ *VT3* — *VT5* (подобно *VT7* — *VT9* на рис. 5.3,*в*). В истоковой цепи включен ИСТ на транзисторах *VT6, VT7* (по рис. 5.2,*а*). Остальные элементы схемы практически повторяют конфигурацию ОУ КД140УД7, показанную на рис. 5.6. Выход ДК через повторитель напряжения на *VT9* подключается ко входу каскада промежуточного усиления, построенного на транзисторе *VT10* по схеме с ОЭ и активной нагрузкой в виде ИСТ на *VT8*. Выходной каскад на комплементарных транзисторах *VT14* и *VT18* построен по известной схеме с элементами защиты на транзисторах *VT16* и *VT17*. Смещение выходных тран-

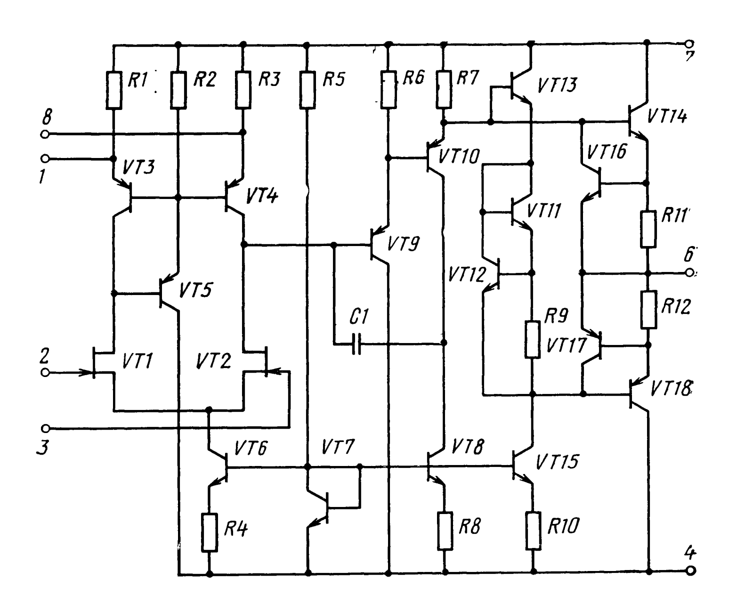


Рис. 6.1. Принципиальная схема ОУ К544УД1

зисторов обеспечивается ИСН на транзисторах *VT11*, *VT12*. Коррекция АЧХ осуществлена внутренним конденсатором *C1*.

Полевые транзисторы позволяют подавать большие дифференциальные входные напряжения, в то время как ДК на БТ уже перегружается сигналом ±26 мВ. Нагрузка в виде ИСТ (транзисторы *VT3*, *VT4*) задает одинаковые токи стоков, что способствует уменьшению синфазной составляющей и температурного дрейфа. Однако такой вариант уменьшает процент выхода годных ИС из-за огромного разброса параметров, характерного для ПТ. Этот недостаток удается устранить, применяя в ИСТ полевые транзисторы (вместо *VT6* на рис. 6.1), что приводит к автоматической регулировке токов стока *VT1*, *VT2*. Такое решение имеет место в ОУ К140УД8 [1, 4, 7]. Его ДК выполнен по каскодной схеме на ПТ с *p*-каналом и токовым инвертором в качестве нагрузки. Выходной каскад реализован на транзисторах одинаковой проводимости, что потребовало в одном из плеч использовать составной транзистор по схеме, аналогичной рис. 5.1,*б*. Другие компоненты в значительной степени повторяют принципиальную схему ОУ К140УД7.

Недостатками ОУ с ПТ на входе являются большие напряжения смещения нуля и значительный температурный дрейф. Это вынуждает разработчиков ИС искать другие пути для создания устройств с большим входным сопротивлением. В частности, одним из способов получения малых значений входного тока может быть применение супер-бета транзисторов. Такое решение принято в ОУ К140УД14 [3, 7]. Его входной ДК выполнен по схеме, аналогичной рис. 5.3,*б*.

6.2. Прецизионные ОУ

Прецизионные ОУ применяются чаще всего в измерительной аппаратуре. Примером такого ОУ может служить *ИС КМ551УД1* (рис. 6.2). Ее характеризует низкий уровень шума, $U_{вх\,см} \leqslant 1{,}5$ мВ, $\Delta U_{см} \leqslant 5$ мкВ/°С, $K_D \geqslant 5 \cdot 10^5$ [3].

Высококачественные характеристики обеспечиваются размещением входных транзисторов *VT1* и *VT2* на кристалле крест-накрест (на схеме не показано), в результате чего они занимают примерно треть площади кристалла ИС и испытывают заметно меньшее влияние теплового воздействия со стороны мощных выходных транзисторов. Для этой же цели во входном каскаде в качестве коллекторных нагрузок используются резисторы *R1*, *R2* и *R4*, *R5*, а не ИСТ, включение которых привело бы к увеличению смещения нуля и его дрейфа. Кроме того, каждый из транзисторов *VT1* и *VT2* технологически представляет параллельное соединение двух транзисторов. Цепь установки нуля образует мостовую схему на резисторах *R1*, *R2*, *R4* и *R5*, что обеспечивает плавную регулировку с помощью внешнего потенциометра, включаемого в диагональ моста. Чтобы ослабить влияние последующих каскадов на входную цепь, напряжение с выхода первого ДК снимается через повторители на транзисторах *VT7* и *VT14*. Для получения высокого коэффициента усиления во втором ДК на *VT9* и *VT12* используется простой инвертор тока в качестве активной нагрузки, осуществляющий одновременно переход к несимметричному выходу. Транзисторы *VT5*, *VT6*, *VT11* образуют ИСТ для второго ДК. Для эмиттерных повторителей на *VT7* и *VT14* ИСТ являются транзисторы *VT8*, *VT15*. Усилительный каскад на транзисторе *VT20* с активной нагрузкой *VT16* управляет выходным двухтактным каскадом на комплементарных транзисторах *VT25* и *VT26*, работающих в режиме АВ. Напряжение смещения в выходном каскаде задается транзисторами *VT18*, *VT19*. Защита ИС от перегрузки и короткого замыкания на выходе обеспечивается транзисторами *VT23* и *VT24*. Группы

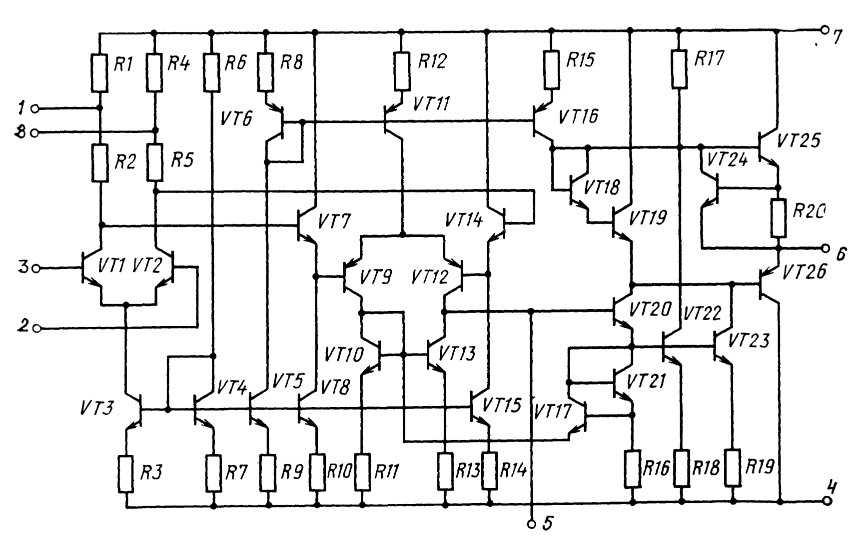


Рис. 6.2. Принципиальная схема ОУ КМ551УД1

транзисторов *VT5*, *VT8*, *VT15*; *VT11*, *VT16* и *VT22*, *VT23* получают смещение с включенных диодами транзисторов *VT4*, *VT6*, *VT21* соответственно.

Радикальным методом борьбы с дрейфом нуля при непрерывном усилении сигнала является преобразование медленно меняющегося напряжения в переменное напряжение с последующим усилением и фазочувствительным выпрямлением этого напряжения. Получающийся таким образом усилитель называют усилителем МДМ (модулятор-демодулятор). Температурный дрейф нуля подобных усилителей составляет 0,1 ... 0,5 мкВ/° С. Усилители МДМ выпускаются и в интегральном исполнении.

Специальный ОУ такого типа представляет *ИС К140УД13* [3], выполненная полностью на МОП-транзисторах (рис. 6.3). Собственно, усилитель выполнен на транзисторах *VT10* — *VT29*. Узлы этого усилителя базируются на уже известных конфигурациях. Транзисторы *VT11* и *VT13* образуют дифференциальную пару первого каскада. В диодном включении МОП-транзистор не насыщен, а остается активным прибором, сохраняя достаточно большое выходное сопротивление. Это обстоятельство и простота включения позволяют использовать *VT10* и *VT12* в качестве нагрузки. Источник стабильного тока образован транзисторами *VT14*, *VT15*. Каскодное соединение дает возможность повысить выходное сопротивление по сравнению с однотранзисторным ИСТ. Второй каскад *VT16* — *VT21* подобен первому. Выходной каскад выполнен по схеме истокового повторителя (*VT28*) с активной нагрузкой (*VT29*). МОП-транзистор обладает тем преимуществом перед БТ, что не требует цепей защиты от короткого замыкания на выходе. Транзисторы *VT25* — *VT27* образуют делитель, обеспечивающий напряжение смещения для *VT24* и *VT29*. Пары транзисторов *VT27* и *VT29*, *VT24* и *VT27*, *VT14* и *VT18* образуют токовые зеркала. Напряжение затвор — исток МОП-транзистора в диодном включении сохраняет свое управляющее воздействие на ток стока. Если задать такому транзистору определенный ток, то между затвором и истоком установится на-

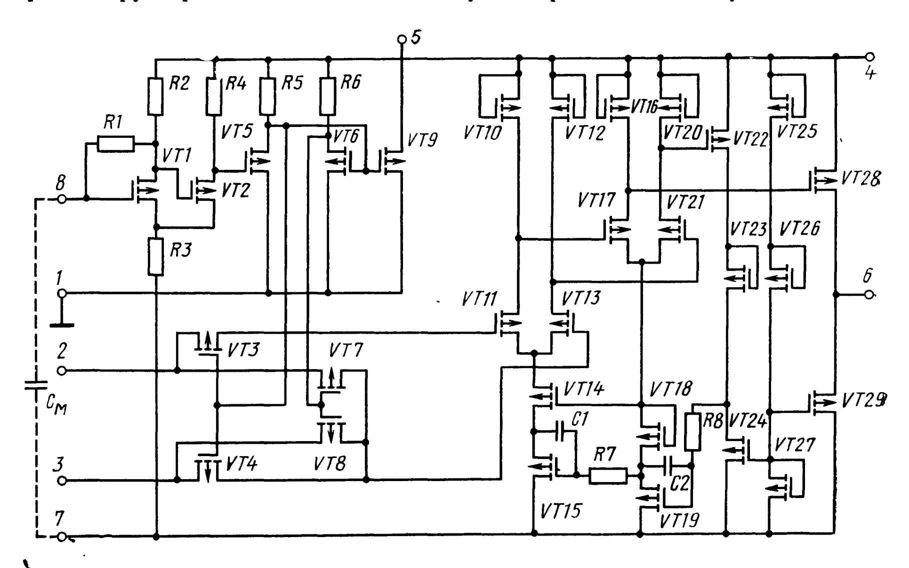


Рис. 6.3. Принципиальная схема ОУ К140УД13

пряжение, необходимое для поддержания этого тока. Подключение параллельно МОП-транзистору в диодном включении другого МОП-транзистора (затвор — исток) обеспечит протекание через последний такого же тока, какой протекает в первом. Истоковый повторитель *VT22* с высокоомным элементом связи *VT23, VT24* создает ОС по синфазному сигналу. Этот ОУ содержит в одном корпусе усилитель и МДП преобразователь. На транзисторах *VT3, VT4* и *VT7, VT8* построен модулятор, на *VT9* — демодулятор и на *VT1, VT2* — гетеродин (мультивибратор) с внешним конденсатором $C_м$, определяющим частоту преобразования сигнала. Транзисторы *VT3, VT6* обеспечивают формирование противофазных напряжений на затворах *VT3, VT14* и *VT7, VT8*. Элементы *C1, R7* и *C2, R8* образуют низкочастотный фильтр.

Операционный усилитель К140УД13 отличается узкополосностью и малым коэффициентом усиления ($f_1=1$ кГц, $K_D=10$). Эту ИС следует рассматривать лишь как предварительный усилитель.

6.3. Микромощные ОУ

Микромощные ОУ отличаются низким потреблением мощности от источника напряжения питания. Уменьшение потребляемого тока и напряжения особенно важно при батарейном питании. Один из таких ОУ — *К140УД12* (рис. 6.4). Усилитель предназначен для работы в широком диапазоне питающих напряжений $\pm1{,}2, \ldots, \pm18$ В, при этом он потребляет мощность от 150 мкВт до 5 мВт [3, 7]. Устройство базируется на двухкаскадной структуре и в значительной степени повторяет конфигурацию ИС К140УД7. Входной ДК выполнен по каскодной схеме с простым инвертором тока (*VT1* — *VT6*), ИСТ с ОС по синфазному сигналу (*VT7* — *VT11*). Промежуточный каскад состоит из повторителя напряжения (*VT13*) и усилителя (*VT15*) с активной нагрузкой на *VT16*. Транзистор *VT21* с нагрузкой *VT18* управляет выходным каскадом на комплементарных транзисторах *VT25, VT26,* работающих в режиме АВ.

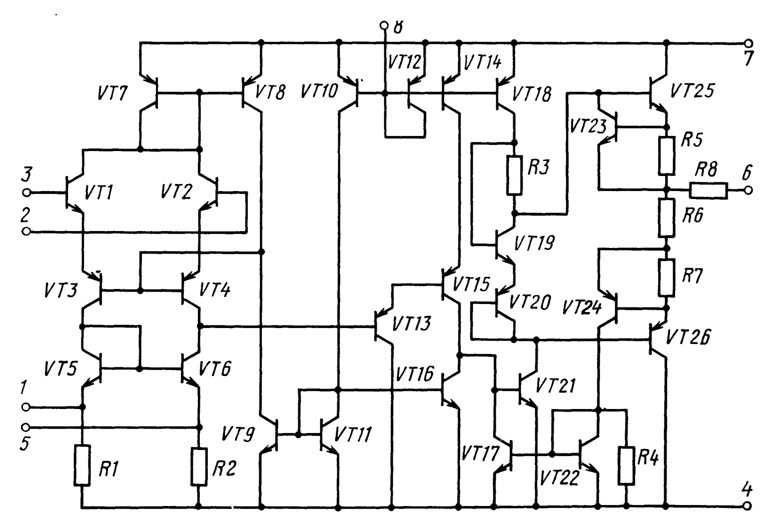


Рис. 6.4. Принципиальная схема ОУ К140УД12

Смещение этим транзисторам обеспечивает источник опорного напряжения на транзисторах *VT19, VT20*, защиту от перегрузки и короткого замыкания, как и в ОУ К140УД7 (см. рис. 5.6), — включение транзисторов *VT24, VT22, VT17* и *VT23*.

Особенностью рассматриваемого ОУ является то, что режим работы по постоянному току задается извне. Ток транзистора *VT15* определяется ИСТ на *VT14*, база которого подключается к *VT12* в диодном включении и соединяется с выводом 8. Если, например, этот вывод ОУ соединить с общим проводом через резистор сопротивлением 100 кОм, то получим ток ИСТ около 1,5 мкА. В этом случае ОУ будет работать в микромощном режиме, которому соответствуют ток потребления около 30 мкА, ток нагрузки 2 мА. Если этот же резистор соединить с минусом источника питания, ток ИСТ увеличится до 15 мкА. Такой режим характерен для ОУ общего применения: ток потребления 170 мкА, ток нагрузки 10 мА. Регулируя управляющий ток внешними цепями, можно изменять значения некоторых параметров ОУ так, чтобы оптимизировать его характеристики для конкретного применения. Такого рода ОУ называют программируемыми.

Микромощный ОУ К153УД4, схема которого показана на рис. 6.5, близок по своим характеристикам к усилителю К140УД12, но более технологичен [3, 7]. Входной ДК построен на транзисторах *VT1* и *VT2* с активными нагрузками в виде простого инвертора тока (*VT4, VT5*), осуществляющего переход к однофазному напряжению. Для сдвига уровня постоянного напряжения используется усилительный каскад на *VT11* с эмиттерным повторителем на транзисторе *VT15*. Выходной каскад включает в себя транзистор *VT19* и составной транзистор *VT17, VT20*, имеющий структуру, аналогичную схеме рис. 5.1,*б*. Для защиты от короткого замыкания введены резисторы *R10, R11*. Транзисторы *VT4, VT6, VT7, VT13, VT18* в диодном включении используются

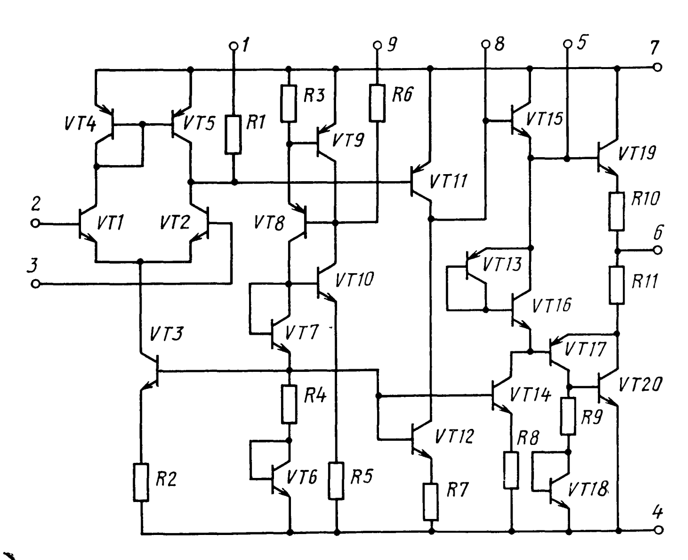


Рис. 6.5. Принципиальная схема ОУ К153УД4 (выводы 4, 5, 6, 7, 8, 9, следует заменить соответственно выводами 6, 7, 8, 9, 11, 12)

для установки и стабилизации режима транзисторов *VT5, VT3, VT10, VT12, VT14* и *VT17, VT20.* В этом ОУ также предусмотрена регулировка токов с помощью внешних цепей, подключаемых к выводу 9. Изменением тока коллектора *VT8* устанавливают ток стабилизирующего диода *VT6*, а следовательно, и ток ИСТ на транзисторе *VT3*, который задает токи покоя входных транзисторов *VT1* и *VT2.*

6.4. Быстродействующие ОУ

Эти ОУ, как правило, уступают обычным усилителям по эксплуатационным характеристикам и применяются в тех случаях, когда особое внимание уделяется частотным или переходным характеристикам. Для повышения быстродействия прежде всего отказываются от использования сравнительно низкочастотных боковых *p—n—p* транзисторов, выбирая высокочастотные *n—p—n* транзисторы с узкой базой, а также применяют ОС по току, составные транзисторы, увеличивают токи покоя входных транзисторов, включают на входе ПТ. В дополнение к перечисленным мерам с целью расширения малосигнальной полосы пропускания в схему ОС вводят элементы для передачи сигнала на ВЧ в обход НЧ узлов, какими обычно являются каскады предварительного усиления.

Быстродействующий *ОУ К140УД11* (рис. 6.6) построен на БТ по трехкаскадной структуре. Его характеризуют $V_U = 50$ В/мкс и $f_1 = 15$ МГц [1, 3, 10]. Для увеличения входного сопротивления в первом ДК применены сдвоенные эмиттерные повторители на транзисторах *VT8, VT10, VT16, VT17.* Транзистор *VT11* с двумя коллекторами задает токи покоя транзисторов *VT8* и *VT17.* Источник стабильного тока на транзисторах *VT9, VT14, VT15* представляет со-

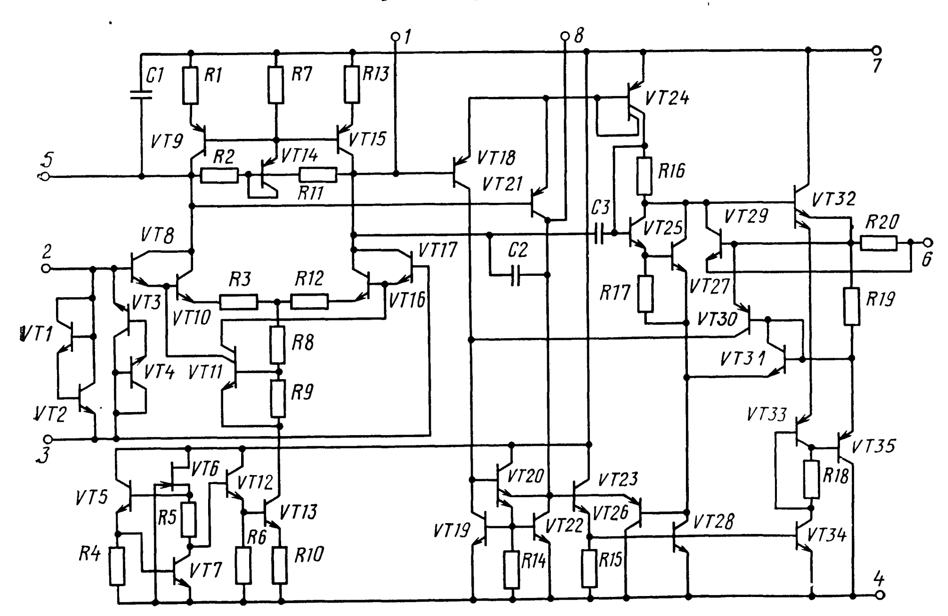


Рис. 6.6. Упрощенная принципиальная схема ОУ К140УД11

бой модификацию инвертора тока. Подключение транзистора *VT14* через резисторы *R2* и *R11* позволяет достичь большой степени симметрии нагрузки ДК. В эмиттерной цепи этого каскада выполнен ИСТ на транзисторе *VT13*, источником опорного напряжения которому служит соединение транзисторов *VT5*, *VT6*, *VT7*, *VT12*. Эта конфигурация отличается высокой температурной стабильностью и малой чувствительностью к изменению напряжения питания. Последнее свойство обеспечивается благодаря следящему действию ПТ на *VT6*. Температурная стабильность высока вследствие того, что при соответствующем выборе сопротивлений резисторов *R6* и *R10* положительный температурный коэффициент $U_{БЭ\,7}-U_{БЭ\,12}$ компенсируется отрицательным температурным коэффициентом $U_{БЭ13}$. Второй ДК выполнен на транзисторах *VT18*, *VT21*. В их коллекторы включен ИСТ, также представляющий собой модификацию инвертора тока, благодаря чему осуществляется сдвиг уровня постоянного напряжения и переход к несимметричному выходу. С помощью эмиттерного повторителя на *VT23*, с которого начинается промежуточный каскад, сигнал подается на транзисторы *VT28* и *VT34*, которые управляют выходным двухтактным каскадом на комплементарных транзисторах *VT32* и *VT35*, работающих в режиме АВ. Смещение для последних обеспечивают транзисторы *VT25*, *VT27*, *VT31* и *VT33*. Соединения *VT25*, *R16* и *VT33*, *R18* эквивалентны диодному включению транзисторов, как, например, *VT14*. Транзистор *VT24* используется одновременно для смещения транзисторов второго ДК и в качестве активной нагрузки транзистора *VT28*.

Защита ОУ по выходу осуществляется по известным схемам: транзистор *VT29* управляется напряжением на резисторе *R20*, *VT30* — на *R19*. Первый ограничивает ток транзистора *VT32*, второй — *VT35*. Защиту от перегрузки выполняет транзистор *VT26*. Элементы защиты ОУ от перегрузки по входу представляют собой диодное включение на транзисторах *VT1*, *VT2* и *VT3*, *VT4*, которые находятся в закрытом состоянии до тех пор, пока напряжение на выводах 2 и 3 ОУ не превышает ±1,2 В.

Для улучшения характеристик ОУ в области ВЧ в эмиттерную цепь первого ДК включены резисторы *R3*, *R12*, создающие последовательную ОС. Составные транзисторы *VT8*, *VT10* и *VT16*, *VT17*, сохраняя высоким входное сопротивление, дают возможность увеличить ток покоя ДК, что также способствует увеличению быстродействия. В дополнение к этому усилитель снабжен внутренними конденсаторами. Конденсатор *C1* шунтирует левое плечо входного ДК, и сигнал ВЧ выделяется лишь на коллекторе транзистора *VT16*. Через конденсатор *C2* ВЧ сигнал обходит второй ДК, построенный на низкочастотных *p—n—p* транзисторах *VT18*, *VT21*, и попадает на вход промежуточного каскада, а через конденсатор *C3* он поступает с выхода первого ДК сразу на оконечный двухтактный каскад (*VT25*, *VT27*, *VT32*, нижний эмиттер *VT32*, *VT33*, *VT35*). Для предотвращения возможной генерации вследствие выключения на ВЧ одного из усилительных каскадов в ОУ предусмотрена внешняя частотная коррекция (вывод 8).

На рис. 6.7 показана схема биполярно полевого ОУ К544УД2 [1, 3, 4], выполненного по двухкаскадной структуре. Входной ДК построен на *n*-канальных ПТ *VT1* и *VT2* с *p—n* переходом. Особенность использования ПТ на входе ОУ заключается в том, что его входное сопротивление не лимитирует ток покоя и увеличение последнего позволяет повысить быстродействие. Последовательное включение транзисторов *VT17* и *VT18* образует ИСТ с высоким вы-

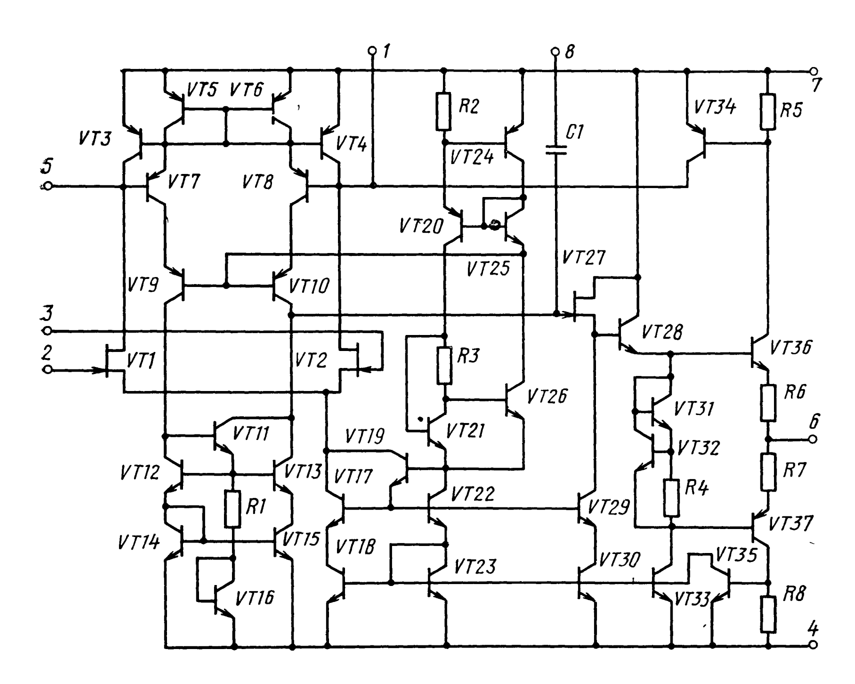


Рис. 6.7. Упрощенная принципиальная схема ОУ К544УД2

ходным сопротивлением. Стабильное напряжение смещения для этих транзисторов, а также *VT29, VT30* обеспечивают транзисторы *VT19, VT22, VT23*. Токозадающим элементом для них служит модификация известной структуры ИСТ, выполненная на транзисторах *VT20, VT21, VT24, VT25, VT26*. Связь со вторым ДК осуществляется с помощью транзисторов *VT3* и *VT4*. Смещение им обеспечивают транзисторы *VT5, VT6*.

Второй ДК выполнен по каскодной схеме ОЭ — ОБ на транзисторах *VT7, VT10*. Он работает с модифицированным инвертором тока на *VT11 — VT15*. Для уменьшения входной емкости выходного каскада, построенного на комплементарных транзисторах *VT36*, *VT37*, применен согласующий *n*-канальный ПТ, что также помогает увеличению скорости нарастания выходного напряжения, которая в рассматриваемом ОУ достигает 20 В/мкс.

Ток транзистора *VT27* задает ИСТ на транзисторах *VT29, VT30*, а эмиттерного повторителя на транзисторе *VT28* — ИСТ на *VT*33. Источник опорного напряжения *VT31, VT32* обеспечивает работу выходных транзисторов в режиме АВ. Элементами защиты выходных транзисторов служат резисторы *R6, R7* и *R5*, *R8* совместно с транзисторами *VT34*, *VT35*. Внешний конденсатор емкостью до 50 пФ обеспечивает частотную коррекцию.

Применение квазилинейных ДК — эффективный метод увеличения скорости нарастания выходного напряжения. В эти каскады вводятся вспомогательные транзисторы, отпирающиеся только при большом сигнале [11]. Примеры таких схем приведены на рис. 6.8. Хорошо известная структура ДК изображена на рис. 6.8,*а*. Усилитель выполнен по каскодной схеме ОЭ — ОБ на транзисторах *VT1, VT2* и *VT5, VT6* с ИСТ на транзисторе *VT7* в эмиттерной цепи. В кол-

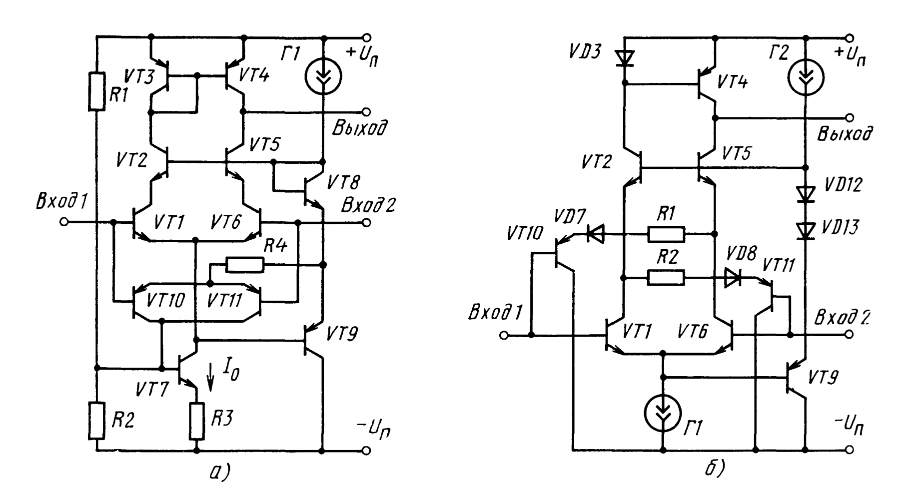


Рис. 6.8. Примеры схем квазилинейных ДК

лекторную цепь каскада введена активная нагрузка *VT3*, *VT4*, в которой осуществляется переход на несимметричный выход. Транзисторы *VT8*, *VT9* с ИСТ *Г1* задают базовый ток *VT2*, *VT5* и создают ОС по синфазному сигналу.

Дополнительные элементы *R4*, *VT10*, *VT11* действуют следующим образом. При малом дифференциальном входном сигнале напряжение между базой и эмиттером этих транзисторов также мало. Они практически закрыты и не оказывают влияния на статические параметры схемы. В переходном процессе при большом входном напряжении происходит открывание либо *VT11* (при положительном сигнале на входе 1), либо *VT10*. При этом коллекторный ток вспомогательных транзисторов повышает потенциал на базе *VT7*, что увеличивает его ток покоя I_0 и тем самым максимальный ток, отдаваемый каскадом. Благодаря этому происходит расширение динамического диапазона ДК и рост его V_U.

Схема на рис. 6.8,*б* аналогична рассмотренной. Изображенные на ней диоды — это транзисторы в диодном включении подобно *VT3*, *VT8* на рис. 6.8,*а*. Вспомогательные элементы, расширяющие линейный диапазон, — это цепи *VT10*, *VD7*, *R1* и *VT11*, *VD8*, *R2*. При малом дифференциальном сигнале потенциалы на коллекторах усилительных транзисторов *VT1*, *VT6* относительно их баз равны примерно 0,5 В. Это напряжение недостаточно для открывания какой-либо вспомогательной цепи, и поэтому они практически закрыты. Большой входной сигнал в зависимости от его полярности приводит к открыванию транзисторов *VT10* или *VT11* и увеличению тока транзисторов ДК *VT2* (или *VT5*), благодаря чему наблюдается примерно тот же эффект, что и в предыдущем устройстве.

Существует довольно большое разнообразие схем квазилинейных ДК. Они позволяют существенно увеличить скорость нарастания выходного напряжения ОУ и получить значения $V_U = 400 \ldots 1000$ В/мкс.

Две базовые концепции построения ОУ [2, 7] обнаруживаются при достаточно полном сравнении различных семейств ИС. Одна из них ориентирована на *n—p—n* структуры, другая на совместное использование *n—p—n* и *p—n—p*

транзисторов. Первая имеет преимущество в том, что частота единичного усиления оказывается выше. Вторая позволяет упростить схемы усилителей, уменьшить число каскадов. Сюда можно отнести также ИС с ПТ. Особенно заметный выигрыш дают комплементарные МОП-структуры. Известны схемы ОУ, содержащие в 3 раза меньшее число элементов по сравнению с биполярной технологией. Результатом изящной схемотехники является незначительный фазовый сдвиг и упрощение частотной коррекции. Этими различиями объясняется то, что модели с использованием комплементарных усилительных каскадов получили преимущественное распространение в низкочастотной области. Схемы, ориентированные на *n—p—n* структуры, применяются только в случае необходимости удовлетворения некоторых жестких требований, предъявляемых, в частности, к ширине полосы пропускания, что сопровождается повышением сложности изготовления и эксплуатации. Комплементарные транзисторы широко применяются в выходных каскадах любых моделей.

6.5. Практические рекомендации

В ряде случаев для работы ОУ предоставляется источник питания только одной полярности. На рис. 6.9 показан такой вариант питания при инвертирующем включении ОУ. Как и в устройстве с симметричным питанием, к ОУ приложено напряжение, равное $2U_п$. Элементы *R1, R2*, $C_р$ от способа питания ОУ не зависят. Резисторный делитель напряжения *R3, R4* повышает потенциал прямого входа до некоторой положительной величины (равной, например, $U_п$), что приводит к установлению соответствующего напряжения на выходе ОУ и равенству потенциалов на его входах. Полезно также выполнить известное требование $R3 \| R4 = R2$.

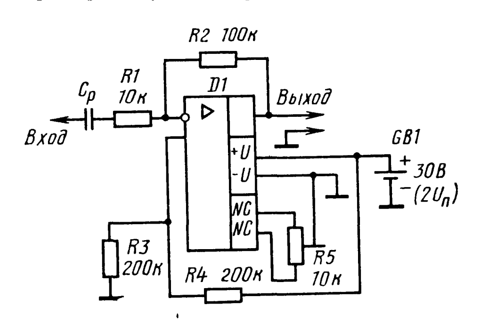


Рис. 6.9. Схема включения ОУ при однополярном источнике питания

Неинвертирующая схема с однополярным источником питания получится, если свободный вывод $C_р$ заземлить, а через другой разделительный конденсатор подать сигнал на прямой вход.

Известны ИС усилителей, разработанных специально для применения с однополярным питанием.

7. КОРРЕКЦИЯ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ

7.1. Частотная коррекция в цепи усиления

Высокие технические показатели устройств с ОУ достигаются благодаря введению глубокой ОС. Однако в многокаскадном усилителе произвольный выбор глубины ОС (или петлевого усиления) может привести к самовозбуждению. Для предотвращения генерации в усилителе осуществляется частот-

ная коррекция, изменяющая АЧХ операционного усилителя так, чтобы обеспечить необходимый запас устойчивости.

Прежде чем вводить какие-либо цепи коррекции, следует убедиться, что они нужны. В усилителе с АЧХ, которая изображена на рис. 4.4, глубину ОС можно выбирать лишь такой, чтобы она не превышала F_{max} (примерно 50 дБ). Если требуется получить бóльшую глубину ОС, т. е. еще меньшее значение K_F, то в ОУ необходимо осуществить частотную коррекцию, т. е. изменить АЧХ так, чтобы она имела спад —20 дБ/дек в большем интервале частот. Это уменьшает фазовый сдвиг и увеличивает запас по фазе.

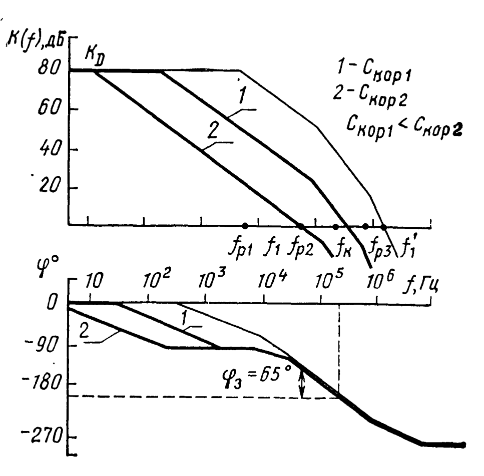


Рис. 7.1. Частотная коррекция с помощью шунтирующего конденсатора

При полной частотной коррекции АЧХ операционного усилителя имеет спад —20 дБ/дек вплоть до частоты $2f_1$, что соответствует запасу по фазе не менее 65°. На рис. 7.1 показаны тонкими линиями АЧХ и ФЧХ операционного усилителя без коррекции. Полную частотную коррекцию иллюстрирует АЧХ, обозначенная цифрой *2*. Во многих случаях она формируется с помощью элементов, находящихся внутри ИС. Операционные усилители с внутренней частотной коррекцией удобны для применения, если не требуется широкая полоса пропускания. Их можно использовать практически в любой конфигурации ОС, не беспокоясь об устойчивости.

При неполной частотной коррекции АЧХ операционного усилителя занимает промежуточное положение между характеристиками без коррекции и полностью скорректированного усилителя в зависимости от номинальных значений *R* и *C* элементов коррекции. Для их подключения в ОУ предусматриваются специальные выводы. Обычно такая АЧХ имеет две точки излома в полосе пропускания (рис. 7.1, АЧХ *1*). Из рисунка видно, что ОУ может работать в большем интервале частот. Минимальное значение K_F (максимальная глубина ОС) определяется точкой второго излома на скорректированной АЧХ.

В справочных данных нескорректированных ОУ приводятся рекомендации по выбору внешних элементов коррекции для различных коэффициентов усиления с ОС. Несмотря на это знакомство с общими принципами и некоторыми из способов осуществления частотной коррекции [2,6—8] целесообразно при обеспечении устойчивости ОУ в различных устройствах.

Коррекция с помощью шунтирующего конденсатора является простейшей. Подключение конденсатора к выходу соответствующего усилительного каскада снижает частоту первого излома АЧХ. Так как нежелательные изломы на частотах f_{p2} и f_{p3} (рис. 7.1) не могут быть устранены, то при полной частотной коррекции необходимо выбирать емкость конденсатора $C_{кор\,2}$ такой, чтобы корректированная АЧХ достигала значения $K=1$ до того, как начнется влияние второго излома. Рис. 7.1 иллюстрирует также соответствующие изменения на

ФЧХ. Рассмотренный метод частотной коррекции существенно сужает полосу пропускания и требует значительных корректирующих емкостей.

Частотная коррекция с использованием эффекта умножения емкости в этом отношении выгодно отличается от предыдущей и получила наибольшее распространение в ИС с внутренней коррекцией. Здесь также используется один корректирующий конденсатор (рис. 7.2,*а*), однако включается он между коллектором и базой транзистора второго усилительного каскада. Возникающая при этом местная ОС изменяет работу ОУ на высоких частотах: происходит заметное увеличение входной емкости второго каскада, которая шунтирует выход первого каскада, как в предыдущем методе коррекции. Однако в данном случае величина шунтирующей емкости равна емкости коррекции, умноженной на коэффициент усиления второго каскада. Это явление умножения емкости известно как эффект Миллера. Его использование позволяет во много раз уменьшить $C_{кор}$ (примерно с 80 000 до 30 пФ) и реализовать корректирующий конденсатор внутри ИС. Одновременно с этим ОС уменьшает выходное сопротивление второго каскада и приводит к увеличению частоты второго излома f_{p2} приблизительно с частот от сотен килогерц до десятка мегагерц. Это явление известно под названием «расщепление частот среза». При такой коррекции частота f_1 обычно достигает значений f_{p3}. Влияние рассматриваемой коррекции на АЧХ операционного усилителя иллюстрирует рис. 7.2,*б*. Тонкими

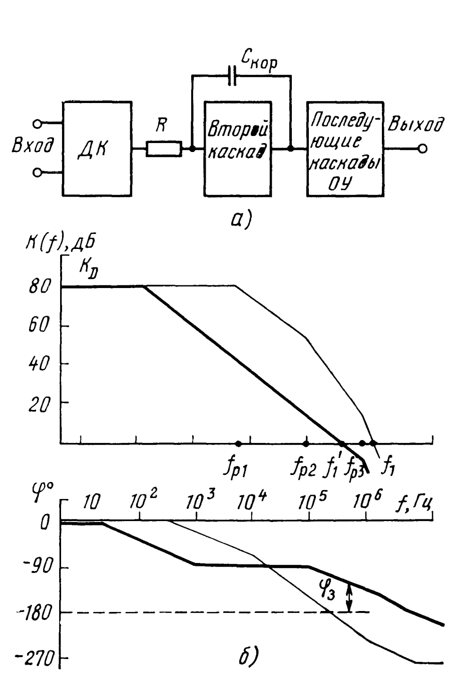


Рис. 7.2. Частотная коррекция с использованием эффекта умножения емкости:

а — структурная схема ОУ; *б* — влияние коррекции на характеристику ОУ

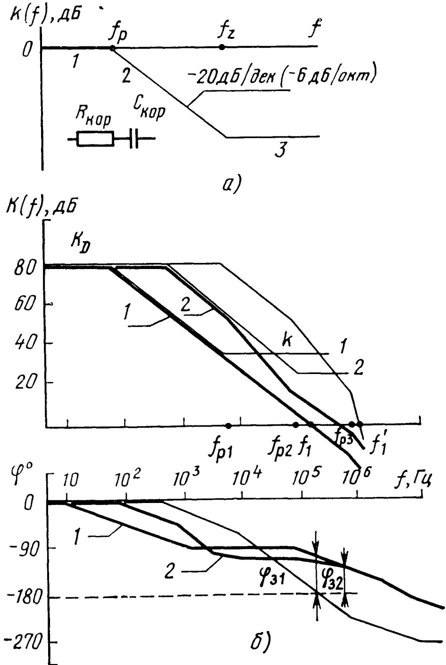


Рис. 7.3. Влияние *RC*-цепи на АЧХ и ФЧХ:

а — частотно-независимого источника сигнала; *б* — операционного усилителя

линиями изображены АЧХ и ФЧХ операционного усилителя без ОС. Эти характеристики повторяют рис. 7.1. Сравнивая рис. 7.2,*б* и 7.1, приходим к выводу, что частоты среза скорректированных АЧХ операционного усилителя отличаются не менее чем на порядок и составляют приблизительно 200 и 15 Гц соответственно.

Частотная коррекция с помощью однозвенной последовательной *RC*-цепи осуществляется чаще всего во входном ДК. Корректирующие элементы включаются между коллекторами. Скорректированная АЧХ определяется АЧХ операционного усилителя без ОС и АЧХ передачи межкаскадной цепи, включающей элементы коррекции. Последняя представлена на рис. 7.3,*а*. Асимптотическая аппроксимация этой АЧХ разделяет ее на три участка. В области НЧ (асимптота *1*) полное сопротивление корректирующей цепи велико, и она не вносит потерь. На частотах выше f_z (асимптота *3*) реактивное сопротивление корректирующего конденсатора настолько мало, что на величину $k(f)$ теперь оказывает влияние лишь $R_{кор}$. Наклон асимптоты *2* составляет —20 дБ/дек. Емкость $C_{кор}$ определяет частоту первого излома на скорректированной АЧХ. Излом АЧХ $k(f)$ (рис. 7.3,*а*) на частоте f_z используется для компенсации первого излома на некорректированной АЧХ операционного усилителя. Излом АЧХ на частоте f_{p2} перемещается на более высокие частоты вследствие уменьшения внутреннего сопротивления источника сигнала второго усилительного каскада. Третий излом АЧХ не мешает устойчивой работе ОУ. Влияние элементов коррекции на АЧХ и ФЧХ операционного усилителя иллюстрирует рис. 7.3,*б*. Принцип построения полностью скорректированных АЧХ и ФЧХ (кривая *1*) такой же, как и в предыдущем методе (рис. 7.2,*б*). При уменьшении емкости $C_{кор}$ асимптота *2* (рис. 7.3,*а*) смещается вправо, сохраняя отношение $f_z/f_p = \text{const}$, а уменьшение сопротивления $R_{кор}$ приводит к одновременному смещению асимптоты *2* вправо и асимптоты *3* вниз. Изменяя элементы коррекции, можно получить промежуточные характеристики между полностью скорректированными и некорректированными характеристиками (кривые *2*).

Частотная коррекция с параллельным ВЧ каналом передачи сигнала применяется для получения широкой полосы пропускания (рис. 7.4,*а*). Этот метод имеет несколько названий: «коррекция подачей сигнала вперед», «коррекция с опережением», «метод выключения каскадов». Входной сигнал усиливается одновременно НЧ каналом с высоким коэффициентом усиления и ВЧ каналом с низким коэффициентом усиления. При этом сигналы НЧ проходят через обе группы каскадов ОУ, в то время как сигналы ВЧ с помощью разделительных конденсаторов подаются в более широкополосные каскады в обход узкополосной части схемы ОУ. Канал НЧ, обладающий большим коэффициентом усиления, обеспечивает высокую точность на нижних частотах при охвате ОС, что обычно и требуется от ОУ, а ВЧ канал обеспечивает устойчивость.

Основные изменения АЧХ операционного усилителя, вызванные действием параллельного ВЧ канала, можно проследить по рис. 7.4,*б*. За основу взяты АЧХ и ФЧХ операционного усилителя, показанного на рис. 4.1. Для определенности принято, что самый низкочастотный каскад — первый. Характеристики каждого канала на рис. 7.4,*б* показаны тонкими линиями. Амплитудно-частотная характеристика ВЧ канала формируется вторым и третьим каскадами. При отсутствии разделительного конденсатора усиление этих каскадов составило бы 50 дБ (на рис. 7.4,*б* показано штрихпунктирной линией).

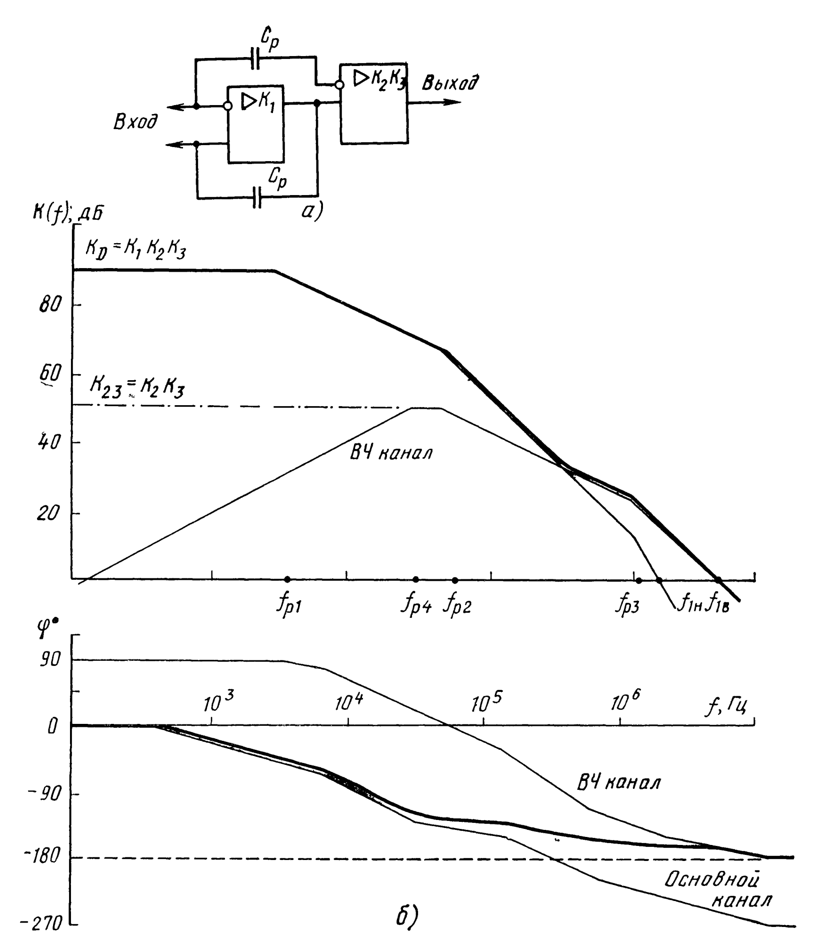


Рис. 7.4. Частотная коррекция с параллельным каналом в области верхних частот

Результирующие АЧХ и ФЧХ скорректированного ОУ на рис. 7.4,*б* показаны жирными линиями. На НЧ, пока коэффициент усиления ВЧ канала мал, суммарная АЧХ определяется АЧХ канала НЧ, а в области ВЧ — наоборот. Происходит расширение полосы пропускания до частоты единичного усиления $f_{1в}$, определяемой ВЧ каналом, которая может быть на порядок больше $f_{1н}$. Фазовый сдвиг не превышает —180°, так как в ВЧ канале используются только два каскада ОУ.

7.2. Частотная коррекция в цепи ОС

До сих пор речь шла о связи между устойчивостью и видом АЧХ операционного усилителя. Между тем запас устойчивости определяется коэффициентом петлевого усиления $K_п = K_D B$, куда входят как характеристики ОУ, так и цепи ОС. Выше мы предполагали, что цепь ОС частотно-независимая.

Однако даже скорректированные ОУ могут самовозбуждаться, если в цепи ОС имеются элементы, вносящие заметные фазовые сдвиги. Уже в простейших устройствах с ОУ необходимо принимать во внимание два фактора: входную емкость ОУ и емкость нагрузки. При их большом значении переходная характеристика принимает вид затухающей синусоиды (как принято говорить, возникает «звон»), и устойчивость устройства снижается.

Компенсация входной емкости достигается тем, что параллельно резистору ОС *R2* подключается конденсатор небольшой емкости *C2* (рис. 7.5,*а*). Входная емкость $C_{вх}$ включает в себя дифференциальную емкость ОУ (около 2 пФ) и емкость монтажа. Схему цепи ОС и влияние компенсирующего конденсатора на АЧХ коэффициента петлевого усиления $K_D B$ иллюстрирует рис. 7.5,*б*. Тонкой линией изображена АЧХ полностью скомпенсированного ОУ. Влияние чисто резистивной цепи ОС сказалось в одинаковом для всех частот уменьшении коэффициента усиления K_D (АЧХ $K_D B$ проходит ниже). Входная емкость приводит к появлению излома на АЧХ цепи ОС и к уменьшению коэффициента передачи *B* (штриховая линия *1*) со скоростью —20 дБ/дек на частотах выше $f_{p(1)}$. Вследствие этого, начиная с указанной частоты, коэффициент петлевого усиления $K_D B$ (штриховая линия *3*) падает со скоростью —40 дБ/дек. Такой усилитель имеет меньший запас по фазе и при определенных соотношениях его элементов может потерять устойчивость.

Подключение компенсирующего конденсатора *C2* изменяет АЧХ цепи ОС так, что на ней появляется второй излом на частоте f_z (штриховая линия *2*). При соблюдении условия $C_{вх}R_1 = C_2R_2$ частоты изломов совпадают ($f_{p(2)} = f_z$), АЧХ приобретает вид горизонтальной прямой, проходящей на уровне $B = R_1/(R_2 + R_2)$ и ОС снова становится частотно-независимой. Прежний запас устойчивости восстановлен.

Влияние емкости нагрузки $C_н$ (большого значения) при ее взаимодействии с выходным сопротивлением операционного усилителя $R_{вых\,D}$ приводит к дополнительному излому на АЧХ петлевого усиления $K_D B$, вследствие чего уменьшается запас устойчивости. Примером значительной емкостной нагрузки может служить длинная линия передачи.

Один из методов борьбы с влиянием емкости нагрузки — подбор ОУ с очень низким выходным сопротивлением или же получение такого сопротивления включением мощного каскада между имеющимся в наличии ОУ и нагрузкой. Чем ниже выходное сопротивление ОУ, тем на большую емкость на-

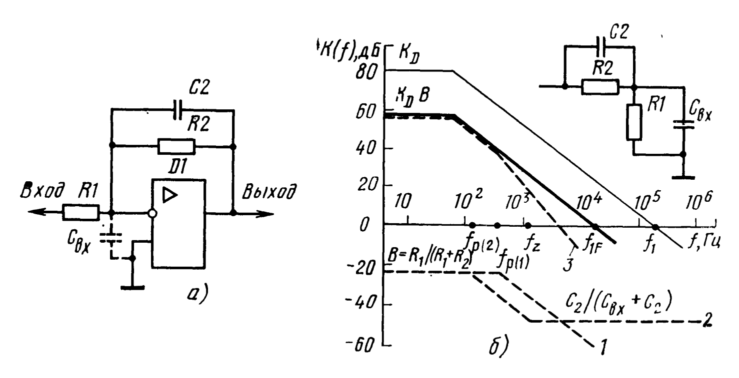


Рис. 7.5. Компенсация входной емкости

грузки он может работать без потери устойчивости. Мощный выходной каскад должен обеспечить в нагрузке ток, значение которого определяется по формуле $I_н = 2\pi f U_2 C_н$.

Избежать генерации можно также, используя дополнительный резистор $R_{доп}$, отключающий емкость нагрузки от выхода ОУ. Его сопротивление выбирается равным $R_{вых\ D}$. Емкостная составляющая нагрузки вносит в АЧХ цепи ОС излом аналогично действию входной емкости (рис. 7.5,*б*, штриховая линия *1*). Включение резистора $R_{доп}$ (рис. 7.6,*а*) приводит к появлению на АЧХ второго излома аналогично рис. 7.5,*б* (штриховая линия *2*). Отношение частот изломов всегда близко к единице, и практически передача цепи ОС *B* имеет плоскую АЧХ, что обеспечивает АЧХ петлевого усиления, адекватную полностью скомпенсированному ОУ. Необходимый запас устойчивости обеспечен. Колебания прекращаются, и «звон» исчезает. Однако вместе с тем утрачивается полезное свойство ОУ — независимость выходного напряжения от нагрузки.

Выходное сопротивление ОУ снова вернется к низкоомному значению, если сопротивление $R_{доп}$ ввести в петлю ОС и включить компенсирующий конденсатор малой емкости между выходом и инвертирующим входом (рис. 7.6,*б*). Получающаяся при этом цепь ОС изображена на рис. 7.6,*в*. Качественные изменения АЧХ петлевого усиления $K_D B$ можно понять, рассматривая два параллельных канала передачи сигнала в цепи ОС. На низких частотах сопротивления обоих конденсаторов очень велики, и передачу цепи ОС $B_{нч}$ определяют только резистивные элементы. Для высокочастотных сигналов сопротивление емкости $C_н$ можно считать равным нулю. Вследствие этого резисторы $R_{доп}$ и *R2* соединяются с общим проводом (причем *R2* и *R1* параллельны друг другу) и НЧ канал выключается, $B_{нч}$ уменьшается, начиная с частоты $f_{рн}$ (рис. 7.6,*г*). На очень высоких частотах сопротивление конденсатора *C2* также близ-

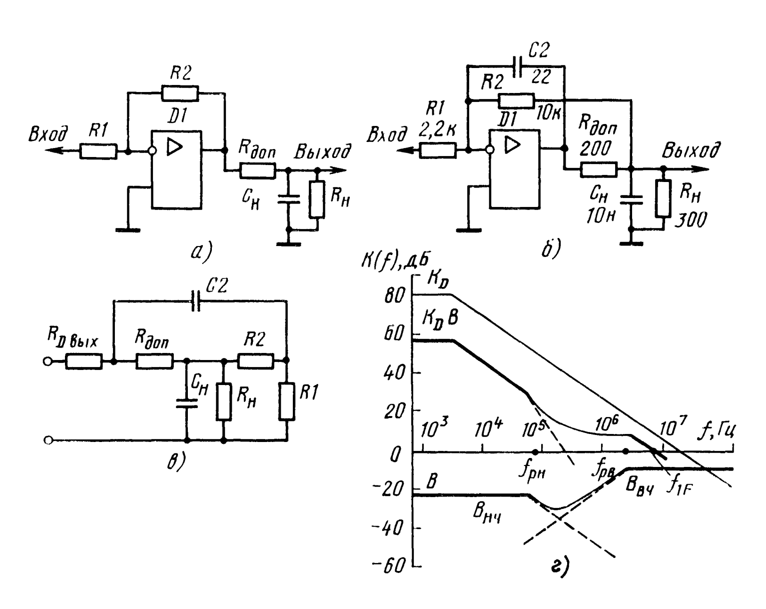


Рис. 7.6. Схемы, устраняющие влияние емкости нагрузки

ко к нулю, и резистор $R_{доп}$ соединяется с $R1\|R2$. Коэффициент передачи ВЧ канала цепи ОС $B_{вч}$ принимает постоянное значение, начиная с частоты $f_{рв}$. В интервале частот $f_{рн} ... f_{рв}$ имеет место переход с одной асимптоты на другую. Элементы $R_{доп}$ и $C2$ приводят к тому, что в области ВЧ передача цепи ОС увеличивается и асимптота $K_D B$ с наклоном —20 дБ/дек, изображенная на рис. 7.6,*г* жирной линией, проходит ближе к асимптоте АЧХ полностью скорректированного ОУ. Средний наклон АЧХ $K_D B$ получается даже меньше —20 дБ/дек Таким образом, устойчивость обеспечена.

При изменении глубины ОС асимптота $B_{нч}$ пойдет ниже или выше, но частота $f_{рн}$ сохраняется неизменной, пока $R_н \ll R2$ В области ВЧ положение асимптоты фиксировано выбором $R_{доп}$, а частота $f_{рв}$ уменьшается с увеличением сопротивлений $R1$ и $R2$, что благоприятно отражается на устойчивости ОУ. Сложность цепи не позволяет предложить удобную формулу для выбора корректирующих элементов. Начальным приближением может служить условие $R_н C_н = (R1\|R2)C2$. Значения, указанные на рис. 7 6,*б*, типичны. Их выбор для конкретных ситуаций лучше проводить экспериментально по наблюдению переходной характеристики на экране осциллографа.

Еще раз отметим положительное влияние подключения конденсатора в цепь ОС. Конденсатор небольшой емкости, включенный между выходом и инвертирующим входом ОУ, эффективное средство, устраняющее многие из проблем, связанные с потерей устойчивости. Он уменьшает время установления, сужает полосу шумов, компенсирует входную емкость и противостоит влиянию емкости нагрузки.

7.3. Практические рекомендации

Различного вида наводки и помехи могут доставить немало неприятностей. Защита от них осуществляется заземлением, тщательным расположением монтажа и экранированием. Важное значение имеет соблюдение следующих принципов: 1) проводник экрана должен быть соединен с общим проводом только один раз, при экранировании радиопомех заземление лучше подобрать экспериментально, 2) все проводники, по которым передается сигнал, должны быть помещены в экран, 3) экран и общий сигнальный провод должны быть соединены у источника напряжения питания в одной и той же физической точке.

Надлежащий монтаж должен исключать чрезмерную сгущенность проводников, излишние перекрещивания, длинные соединения (в экране или без него).

Непродуманное заземление обычно приводит к восприятию устройством нежелательных сигналов. Заземление, по которому течет ток нагрузки к источнику напряжения питания, следует осуществлять отдельным проводником, а не объединять с общим проводом сигнала. Значительный ток нагрузки, протекая даже через провода большого сечения, может создавать падение напря-

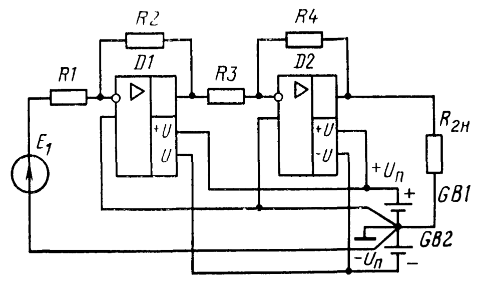


Рис. 7.7 Рекомендуемый способ подключения ОУ к общему проводу

жения (до нескольких милливольт), достаточное для изменения опорного напряжения каждого ОУ, присоединенного к такой линии. Изменения опорных напряжений могут стать источником значительной погрешности. Пример правильной реализации заземления показан на рис. 7.7.

8. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ОУ

8.1. Общие сведения

Приведенный в главе материал относится к испытаниям отдельных экземпляров ОУ. Некоторые из рассмотренных испытаний прежде всего позволяют установить исправность ОУ. Кроме того, значения, приведенные в справочниках, часто имеют разброс и могут отличаться у разных экземпляров ОУ. Возможно, что справочные сведения оказываются недоступными или не дают достаточного представления о свойствах используемого ОУ. Вместе с тем имеющийся в распоряжении потребителя тип ОУ может быть использован не только для целей, указываемых в справочнике.

Предполагается, что читатель достаточно хорошо знаком с основными методами электронных измерений и умеет обращаться с вольтметрами, генераторами сигналов и осциллографом. Некоторые приборы можно изготовить самостоятельно на основе подходящего типа ОУ, рассматриваемых в гл. 9.

8.2. Измерение коэффициента усиления

Для измерения K_D требуются генератор гармонического напряжения, вольтметры переменного тока и осциллограф, но можно обойтись и двумя (даже одним) вольтметром постоянного тока. Сопротивление нагрузки устанавливается равным номинальному значению.

Наиболее простое испытание получается при использовании ОС (рис. 8.1,*а*) с достаточно большой глубиной ($F > 30 \dots 300$), снижающей нестабильность (дрейф) постоянной составляющей выходного напряжения, а также уровень шума.

Если используемый генератор не обладает проводимостью для постоянного тока, то к его выходу необходимо присоединить резистор с сопротивлением около нескольких сотен ом, но с не меньшим, чем предусмотрено в описании прибора.

Из (3.4 и 3.9) $K_F = U_2/U_1 = K_D/(1+K_D B)$, где $B = R_1/(R_1+R_2)$, откуда следует: $K_D = K_F/(1-K_F B)$.

Частота сигнала устанавливается минимально возможной для выбранных измерительных приборов. Уровень входного напряжения рекомендуется принять примерно 30% от его значения, при котором обнаруживается возникновение нелинейных искажений. При отсутствии осциллографа контроль можно осуществить по показанию вольтметра *PV2*, которое не должно превышать $0{,}2U_{2\,max}$. По выбранному значению F находится параметр B и сопротивления резисторов *R1*, *R2*.

Коэффициент усиления ОУ можно определить без введения ОС. Но при этом надо учесть, что даже при отсутствии напряжений на входах постоянная составляющая напряжения на выходе не всегда равна нулю и это вызывает

изменение параметров транзисторов и коэффициента усиления. Для устранения такого явления на одном из входов ОУ предусматривается регулировка напряжения смещения (рис. 8.1,*б*) для установки нуля выходного напряжения по вольтметру постоянного тока. При отсутствии осциллографа параметр K_D может быть измерен по методу двух вольтметров постоянного тока, основанному на снятии характеристик $u_2=f(u'_1)$, где u'_1 — регулируемое постоянное напряжение на одном из входов (рис. 8.1,*б*); при этом $K_D=\Delta u_2/\Delta u'_1$ (рис. 8.2).

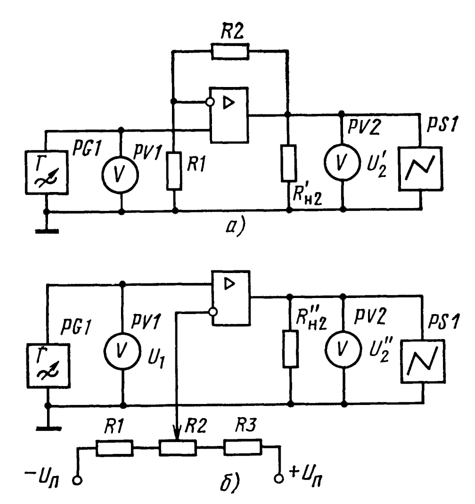


Рис. 8.1. Схемы для измерения коэффициента усиления ОУ

Другая возможность измерения коэффициента усиления без ОС по сигналу (по переменному току) заключается в использовании гальванической (т. е. действующей только по постоянному току) ОС, как показано на рис. 8.3. Здесь ОС по сигналу устранена с помощью блокировочного конденсатора *C1*, емкость которого при $R1=R2$ должна удовлетворять условию $C_1 \geqslant 3K_{D\,\max}/2\pi f R_3$, где $K_{D\,\max}$ — наибольшее значение коэффициента усиления исследуемого ОУ, а равенство $R1=R2$ не должно быть меньше минимально допустимого значения сопротивления нагрузки у используемого генератора. Для снижения уровня шума выход ОУ шунтируется конденсатором с емкостью $C_2 \leqslant 1/6\pi f R_{2н}$, где f — установленная частота сигнала.

8.3. Снятие амплитудно-частотной характеристики

Если известно, что у АЧХ исследуемого ОУ в интервале $0 \ldots f_1$ существует только один излом, что характерно для ОУ с внутренней коррекцией, допустимо свести исследование к измерению частоты излома, используя для этого одну из схем, показанных на рис. 8.1.

В первом случае измеряется частота f_{pF}, а не фактическое (т. е. без ОС) ее значение $f_p=f_{p\,F}/F$.

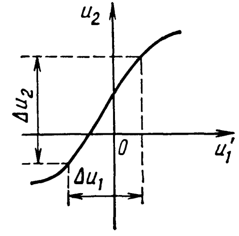


Рис. 8.2. Характеристика прямой передачи ОУ

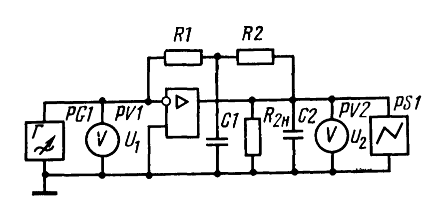


Рис. 8.3. Схема для измерения коэффициента усиления без ОС по сигналу

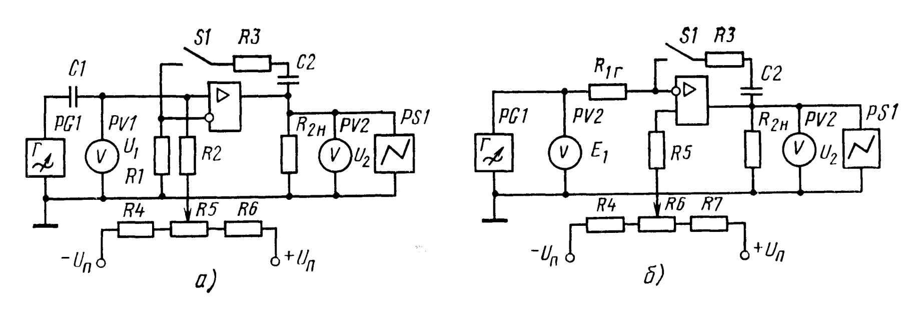


Рис. 8.4. Схемы для измерения глубины ОС

Если же АЧХ в интервале $0 \dots f_1$ содержит несколько изломов, то для снятия АЧХ может быть использована схема рис. 8.1,*б* или 8.3 при отсутствии конденсатора *C2*. В этих опытах важно не допускать возникновения заметных нелинейных искажений.

При измерениях по схемам, изображенным на рис. 8.1,*б* и 8.4, следует иметь в виду, что из-за отсутствия общей гальванической ОС возможен заметный дрейф постоянной составляющей выходного напряжения, особенно если значение коэффициента усиления велико. Для снижения уровня дрейфа следует дать установиться тепловому режиму, а сами измерения выполнить за короткое время (предварительно установив $u_2=0$).

8.4. Измерение глубины ОС

Поскольку глубина ОС $F=K_D/K_F$, то для ее измерения при $U_2=(0{,}2 \dots 0{,}3)U_{2\,max}=\mathrm{const}$ отсчитываются значения входного напряжения. При последовательной ОС (рис. 8.4,*а*) для разрыва петли ОС предназначен переключатель *S1*, при этом $F=U_1/U_{1F}$. В случае параллельной ОС (рис. 8.4,*б*) $F=E_1/E_{1F}$. Как и прежде, при разрыве петли ОС важно убедиться в отсутствии на выходе постоянного напряжения.

В обеих схемах должно соблюдаться соотношение $C_2 \geqslant 1/fR_3$. Например, при $f=1$ кГц и $R_3=10$ кОм получается $C_2 \geqslant 1/(10^3 \cdot 10 \cdot 10^3)=1 \cdot 10^{-7}$ Ф $=0{,}1$ мкФ.

8.5. Измерение предельной частоты при полной выходной мощности

В справочниках обычно приводится значение f_P при стопроцентной ОС, получаемой при $R_2=0$ (или $R_1=\infty$) (рис. 8.1,*а*). При постепенном повышении частоты становятся заметны нелинейные искажения, т. е. с ростом частоты снижаются уровни условно неискажаемого выходного напряжения U_2 и мощности $P_2=U_2^2/R_{2н}$. Частота, соответствующая началу этого явления, равна f_P.

8.6. Измерение выходного сопротивления

Наиболее просто выходное сопротивление измеряется по методу двух нагрузок $R'_{2н}$ и $R''_{2н}$ (рис. 8.1,*а* или *б*). Поддерживая на входе напряжение

$U_1 = \cos nt$, отсчитывают значения выходного напряжения U'_2 и U''_2, через которые находится выходное сопротивление (в пределах одной схемы):

$$R_{вых} = R'_{2н} R''_{2н} (U'_2 - U''_2) / (R'_{2н} U''_2 - R''_{2н} U'_2).$$

Естественно, что в условиях данного эксперимента не следует допускать искажений сигнала, а численное значение $R_{2н}$ не должно быть меньше минимально допустимого и отвечать достаточно заметному различию напряжений U'_2 и U''_2.

8.7. Исследование нелинейных искажений при гармоническом сигнале

Качественно характер нелинейных искажений можно установить, наблюдая форму кривой выходного напряжения с помощью осциллографа (рис. 8.1). Для количественного анализа используется измеритель коэффициента гармоник, например, типа С6-7 или самодельный прибор, описанный в гл 9. Измеритель коэффициента гармоник также присоединяется к выходу ОУ.

Для более полного исследования характера нелинейных искажений, т. е. для измерения отдельно взятых гармоник, находят применение приборы типа анализатора спектра, содержащего узкополосный фильтр, настроенный на частоту измеряемой гармоники, в частности, полосовой *RC*-фильтр, который рассмотрен в гл. 9. В схеме измерений (рис. 8.1) дополнительно введенный полосовой фильтр подключается перед выходным вольтметром.

8.8. Исследование искажений сигнала прямоугольной формы

В отличие от рис. 8.1, схема исследования такого сигнала содержит генератор прямоугольных импульсов, например, типа Г5-67 или изготовленный экспериментатором (см. п. 9.2).

Достоинство рассматриваемого метода — быстрота анализа. Так, в области нижних частот *усилителя переменного тока* импульсы, видимые на экране осциллографа, характеризуются неравномерностью плоской части (рис. 8.5,*а*), если они повторяются с частотой, близкой к $f_н \sqrt{2}$. В области верхних частот возможные формы выходного сигнала усилителя изображены на рис. 8.5,*б*,*в*. Время нарастания характеризует разрешающую способность устройства при усилении коротких импульсных сигналов. Наличие свободных затухающих колебаний (так называемых гребешков, рис. 8.5,*в*), особенно со значительной амплитудой, свидетельствует о близости усилителя к самовозбуждению.

8.9. Измерение скорости нарастания выходного напряжения

Для измерения V_U на вход ОУ подается периодический сигнал прямоугольной формы (рис. 8.6,*а*). Скорость нарастания выходного напряжения

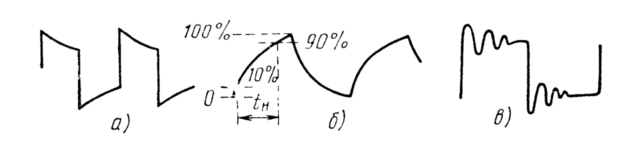


Рис. 8.5. Измерение формы выходного сигнала:
а — пониженное усиление на нижних частотах; *б* — пониженное усиление на верхних частотах ($t_н$ — время нарастания); *в* — близость к самовозбуждению

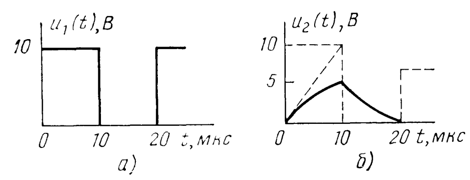


Рис. 8.6. Определение скорости нарастания выходного напряжения

целесообразно измерять при разомкнутой и замкнутой петле ОС. Поскольку параметр V_U зависит от коэффициента усиления, то при введении ОС он становится меньше, достигая минимума при включении ОУ по схеме повторителя напряжения.

Вследствие инерционности процессов, происходящих в ОУ, скорость нарастания выходного напряжения имеет конечное значение, которое определяется из наблюдений осциллограммы $u_2(t)$. Например, по графику рис. 8.6,*б* можно найти, что при прохождении $u_2(t)$ через нуль $V_U = 100/10 = 10$ В/мкс. Напомним, что скорость нарастания $u_2(t)$ зависит от полярности прямоугольных импульсов.

8.10. Измерение коэффициента ослабления синфазного сигнала

Изменение $K_{сф}$ выполняется по схеме, показанной на рис. 8.7, в том же режиме работы ОУ, как и при измерении коэффициента усиления для дифференциального сигнала K_D: при определенных значениях напряжения питания, частоты (обычно <1 кГц), входного напряжения и при отсутствии ОС. Кроме того, известным способом устанавливается нуль постоянной составляющей выходного напряжения. Емкость конденсатора *C1* должна быть не меньше 1 мкФ. При этом оба входа соединяются между собой (прямой вход не соединен с инверсным входом, как это показано на рис. 8.7).

Уровень входного синфазного сигнала $U_{1с}$ достаточен для получения на выходе $U_2 = 1$ мВ. Далее это значение U_2 следует разделить на коэффициент усиления K_D, определяя $U_{1д} = U_2/K_D$ и $K_{сф} = U_{1с}/U_{1д}$.

При выполнении этого эксперимента не следует превышать максимально допустимое значение $U_{1с\,max}$, а если оно неизвестно, то нужно принять $U_{1с\,max} = U_{1\,max}$.

8.11. Измерение шумовых параметров ОУ

Шумом принято называть помеху, которая является результатом флуктуационного процесса и характеризуется среднеквадратической спектраль-

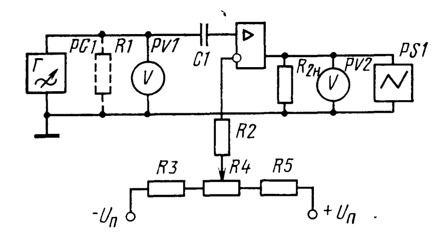


Рис. 8.7. Схема для измерения коэффициента ослабления синфазного сигнала

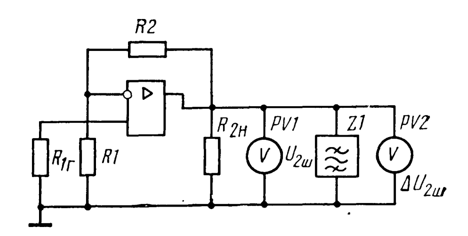


Рис. 8.8. Схема для измерения шумовых параметров ОУ

ной плотностью W, при которой напряжение шума в определенной (сравнительно узкой) полосе частот Δf равно $\Delta U_{2ш} = W\sqrt{\Delta f}$.

Спектральную плотность теплового шума можно считать не зависящей от f: $W=\sqrt{4kTR}$, где $k=1{,}38\cdot10^{-23}$ Дж/К и T — термодинамическая температура, К.

Схема для измерения шумовых параметров ОУ (рис. 8.8) содержит эквивалент источника сигнала в виде резистора $R_{1г}$ и внешнюю нагрузку $R_{2н}$. Напряжение шума $U_{2ш}$ в полосе пропускания ОУ отсчитывается непосредственно по показанию вольтметра $PV1$, а плотность шума — по значению напряжения шума $\Delta U_{2ш}$ на выходе полосового фильтра (см. п. 9.3) с известной полосой пропускания Δf, обычно на уровне $1/\sqrt{2}$; в этих условиях $W=\Delta U_{2ш}/\sqrt{\Delta f}$.

При выполнении указанных измерений важно устранить влияние посторонних электронных и магнитных полей, в частности, создаваемых радиостанциями, для этого следует применять экранирование, присоединять к вспомогательным цепям блокировочные конденсаторы с заземленным выводом и т. д.

8.12. Измерение напряжения смещения и входных токов

Напряжение $U_{см}$ и разность входных токов $\Delta I_{10}=I'_{10}-I''_{10}$ измеряются с помощью схемы на рис. 8.9, для которой рекомендуется выбрать $R_1=51$ Ом, $R_2=100$ кОм, $R_3=5{,}1$ кОм. Измеряемые величины определяются через два значения постоянного выходного напряжения: U'_{20} при замкнутых $S1$ и $S2$ и U''_{20} при разомкнутых $S1$ и $S2$. Расчет производится по формулам: напряжение смещения $U_{см}=U'_{20}R_1/R_3$, разность входных токов $\Delta I_{10}=(U''_{20}-U'_{20})/R_2(1+R_3/R_1)$. Например, если $U'_{20}=83$ мВ, а $U''_{20}=363$ мВ, то $U_{см}=83$ мВ$\cdot 51/5100=0{,}83$ мВ; $\Delta I_{10}=(363$ мВ-83 мВ$)/100\cdot10^3$ Ом $(1+5100/51)\approx 0{,}000028$ мА$=28$ нА.

Сами входные токи удобно измерять, используя схему, показанную на рис. 8.10. При измерении I'_{10} переключатель $S1$ разомкнут, а $S2$ замкнут; при этом $I'_{10}=U'_{20}/K_FR_1$, где $K_F\approx 1+R_3/R_4=1+9/1=10$. Аналогично если переключатель $S1$ замкнут, а $S2$ разомкнут, то ток $I''_{10}=U''_{20}/K_FR_2$.

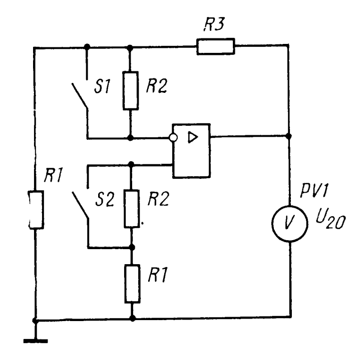


Рис. 8.9. Схема для измерения напряжения смещения и разности входных токов

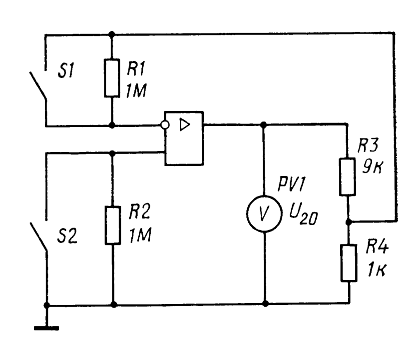


Рис. 8.10. Схема для измерения входных токов

9. ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ УСТРОЙСТВ С ОУ

9.1. Вспомогательные цепи и ОУ

Для большинства приводимых ниже схем устройств с ОУ подходят почти все ОУ, данные о которых приведены в приложении, кроме особо специальных типов, например К140УД13 (УПТ с преобразованием) или К140УД5 (с четырьмя входами) и др. Естественно, что при широкой полосе пропускания следует выбирать ОУ с большой частотой единичного усиления.

Различные устройства с ОУ (фильтры, генераторы, корректоры и др.) содержат дополняющие основной ОУ цепи (электрические схемы), построение и работу которых целесообразно рассмотреть предварительно.

Сумматоры используются в качестве линейных смесителей сигналов (микшеров). Одно из возможных приложений таких устройств — смешение звуковых сигналов. Например, сигналы от нескольких музыкальных инструментов, поступающие от разных микрофонов, можно смешать с голосом, скомбинировать и подать на вход усилителя мощности с помощью устройства, схема которого приведена на рис. 9.1. Ее можно усовершенствовать, добавив регулятор громкости, переключатели и т. д. У данного сумматора напряжение на инверсном входе $U'_1=R_{\text{вх }F}[U_A/(R_A+R_{\text{вх }F})+U_B/(R_B+R_{\text{вх }F})+U_C/(R_C+R_{\text{вх }F})]$ и на выходе $U_2=K_DU'_1$, где $R_{\text{вх }F}=R_2/K_D$.

Схема неинвертирующего сумматора сигналов представлена на рис. 9.2. Здесь $U''_1=R_1[U_A/(R_A+R_1)+U_B/(R_B+R_1)+U_C/(R_C+R_1)]$ и $U_2=K_FU''_1$, где $K_F=K_D/[1+K_DR_2/(R_2+R_3)]\approx R_3/R_2$.

Наряду с рассмотренными схемами на одиночных ОУ находят применение более сложные устройства, содержащие в цепи каждого источника сигнала свой ОУ, а сложение выполняется посредством объединения выходов ОУ, что облегчает индивидуальную регулировку уровня, коммутацию каналов и т. п.

Разностный усилитель (вычитатель) используется, если на выходе ОУ требуется получить разность входных напряжений, т. е. $U_2=U_{12}-U_{11}$ (рис. 9.3). Так как $U_2=-K_D(U'_1-U''_1)$, $I_1=(U_{11}-U'_1)/R_1=(U'_1-U_2)/R_2$, $U''_1=R_4U_{12}/(R_3+R_4)$, то с учетом того, что $1+R_1K_D/(R_1+R_2)\approx R_1K_D/(R_1+R_2)$, получим $U_2=R_4(R_1+R_2)U_{12}/R_1(R_3+R_4)-R_2U_{11}R_1$. Если сопротивления всех резисторов равны, то $U_2=U_{12}-U_{11}$. Таким образом, при равенстве сопротивлений коэффициент усиления от обоих входов оказывается равным единице, а точность этого результата зависит от допусков на номиналы сопротивлений резисторов.

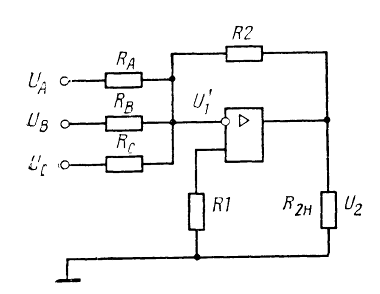


Рис. 9.1. Схема инвертирующего сумматора сигналов

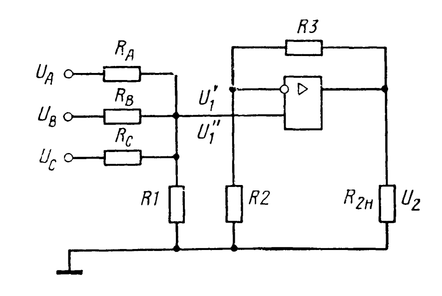


Рис. 9.2. Схема неинвертирующего сумматора сигналов

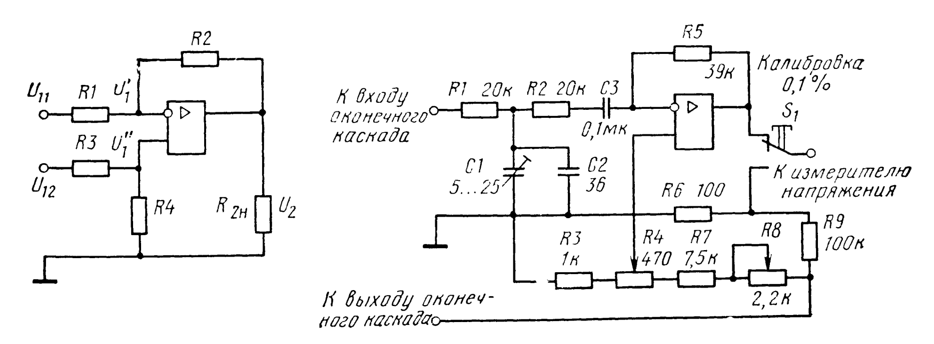


Рис. 9.3. Схема разностного усилителя (вычитателя)

Рис. 9.4. Схема измерителя коэффициента гармоник

Одно из возможных применений разностного усилителя (вычитателя) — измерение уровня нелинейных искажений, в частности коэффициента гармоник, посредством подачи на инверсный вход ОУ напряжения, приложенного ко входу исследуемого блока (усилителя, каскада), а на прямой вход — выходного напряжения блока (рис. 9.4). В существующем положении следует добиться полного подавления (компенсации) основной частоты сигнала переменными резисторами *R8* (грубо) и *R4* (плавно) и конденсатором *C1* [1], используя в качестве индикатора осциллограф или вольтметр. При нажатой кнопке с выхода блока на вход прибора через делитель напряжения поступает выходное напряжение блока, ослабленное в 1000 раз, что отвечает пределу измерения (шкале) 0,1 %. Для расширения предела измерения понадобится соответствующий делитель напряжения с коэффициентом делением на 100, 10 и т. д.

Интегрирующий усилитель (интегратор) служит для воспроизведения на выходе суммы мгновенных значений $u_1(t)$, относящихся последовательно к весьма малым, следующим один за другим значениям времени. Интегрирующие цепи используются, в частности, в импульсной и вычислительной технике, в том числе и для изменения формы кривой сигнала. Например, сигнал в виде

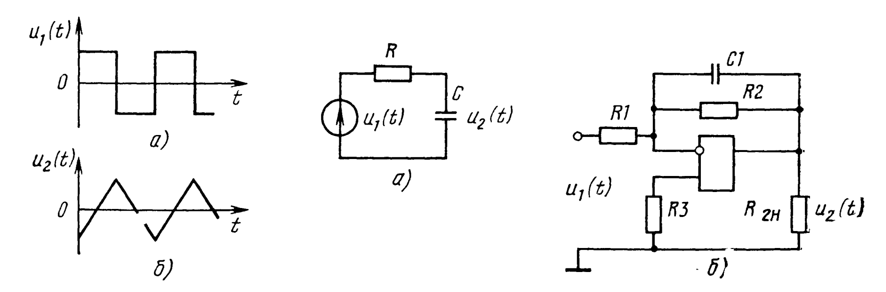


Рис. 9.5. Преобразование формы сигнала интегрирующей цепью

Рис. 9.6. Схемы интегрирующей цепи (*а*) и интегрирующего усилителя (*б*)

[1] Указанные на рис. 9.4 емкости конденсаторов относятся к частоте 5...7 кГц. При ином значении частоты, например 1 кГц, эти емкости следует увеличить примерно в 6 раз.

серии прямоугольных импульсов (рис. 9.5,*а*) можно преобразовать в серию импульсов треугольной формы (рис. 9.5,*б*).

Простейшая интегрирующая цепь, схема которой показана на рис. 9.6,*а*, ослабляет передаваемый сигнал. Для линейного нарастания напряжения $u_2(t)$ при подаче на вход интегрирующей цепи постоянного напряжения (в течение ограниченного промежутка времени) требуется конденсатор большой емкости. Интегрирующий усилитель (рис. 9.6,*б*) одновременно с преобразованием формы сигнала повышает его уровень, не снижая практически отношение сигнал-шум, и, самое главное, обладает способностью умножения емкости в K_D раз.

Основным параметром устройств, представленных на рис. 9.6, является постоянная времени: у интегрирующей цепи $\tau = CR$, а у интегрирующего усилителя

$$\tau = K_D C_1 [R_1 ||) R_2 / K_D) [\approx C_1 R_2; \qquad (9.1)$$

при этом коэффициент усиления

$$K_F = U_2 / U_1 \approx R_2 / R_1. \qquad (9.2)$$

Постоянная времени максимальна при отсутствии ОС, т. е. при $R_2 = \infty$, когда $\tau \neq K_D C_1 R_1$. Однако при отсутствии ОС сказывается влияние всякого рода разбросов параметров, температурной нестабильности и пр. Поэтому практически не рекомендуется отказываться от использования ОС.

Амплитудно-частотная характеристика интегрирующего усилителя близка к ломаной прямой (рис. 2.6,*а* и 9.7) с частотой излома

$$f_p = 1/2\pi\tau. \qquad (9.3)$$

Дифференцирующий усилитель (дифференциатор) служит для преобразования формы сигнала, при котором выходное напряжение представляет собой предел отношения $\Delta u_2(t)/\Delta t$ при $\Delta t \to 0$. Например, если на вход дифференцирующей цепи подать напряжение в виде последовательности треугольных импульсов (рис. 9.8,*а*), то импульсы выходного напряжения приобретают прямоугольную форму (рис. 9.8,*б*). Простейшая дифференцирующая цепь состоит из *RC*-элементов (рис. 9.9,*а*) и не усиливает сигнал в отличие от дифференцирующего усилителя (рис. 9.9,*б*). Процесс дифференцирования сигнала происходит тем точнее, чем меньше постоянная времени $\tau = CR$. Однако при очень малом значении τ происходит заметное ослабление сигнала и в этом случае предпочтительнее дифференциальный усилитель (рис. 9.9,*б*), не требующий весьма малых значений емкости конденсатора и сопротивления резистора, поскольку у него

$$\tau = C_1 [R_1 || (R_2 / K_D)] \approx C_1 R_2 / K_D. \qquad (9.4)$$

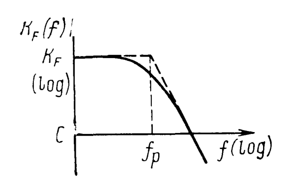


Рис. 9.7. АЧХ интегрирующего усилителя

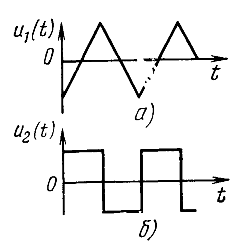


Рис. 9.8. Преобразование формы сигнала дифференцирующей цепью

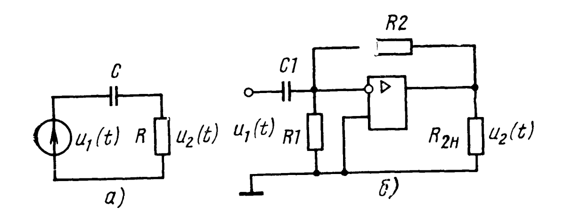


Рис. 9.9. Схемы дифференцирующей цепи и дифференцирующего усилителя

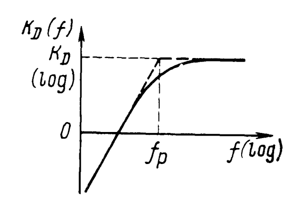


Рис. 9.10. АЧХ дифференцирующего усилителя

Амплитудно-частотная характеристика дифференцирующего усилителя (рис. 9.10) имеет излом на частоте f_p, определяемой по формуле (9.3), а постоянный уровень коэффициента усиления

$$K = U_2/U_1 = K_D. \tag{9.5}$$

Преобразователь напряжение — ток предназначен для получения во внешней нагрузке тока независимо от ее сопротивления (рис. 9.11). Этот преобразователь — почти идеальный источник тока, управляемый напряжением: его входное и выходное сопротивления теоретически бесконечно велики.

Отмеченные свойства преобразователя обусловливаются последовательной ОС по току, элементом которой является резистор *R1*.

Из схемы преобразователя следует, что $U'_1=R_1/(R_1+R_{2н})$, $U''_1=U_1$; так как $U_2=-K_D(U'_1-U''_1)$, то $U_2=(K_DU_1)/[1+K_DR_1)/(R_1+R_{2н})]\approx[(R_1+R_{2н})U_1]/R_1$. При этом выходной ток $I_2=U_2/(R_1+R_{2н})=U_1/R_1$ и не зависит от сопротивления нагрузки.

Преобразователь напряжение — ток удобен для испытания светодиодов, стабилитронов и других полупроводниковых приборов.

При создании микроэлектронных устройств частотной селекции на основе ОУ часто используют мосты Вина.

Мост Вина представляет собой двойной делитель напряжения (рис. 9.12), первый из которых является частотно-зависимой цепью. Этот делитель ослабляет напряжение тем больше, чем заметнее текущая частота отличается от его собственной, квазирезонансной частоты $f_0=1/2\pi CR$. Так, при $f\to0$ (или $f\to\infty$) напряжение делится в бесконечно большое число раз. При этом на частоте f_0 сопротивление верхнего плеча $Z_в=\sqrt{R^2+(1/\omega_0C)^2}$, а нижнего плеча $Z_н=1/\sqrt{(1/R)^2+(\omega_0C^2)}$. Несложно убедиться в том, что $Z_н=Z_в/2$, поскольку $\omega_0CR=1$. Можно также показать, что на частоте f_0 рассматриваемый делитель не изменяет фазовый сдвиг в процессе деления на три, так как $(Z_в+$

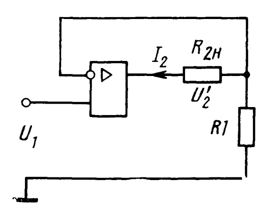


Рис. 9.11. Схема преобразователя напряжение — ток

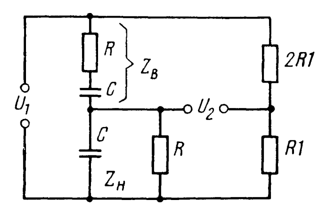


Рис. 9.12. Схема моста Вина

$+Z_н):Z_н=(2+1):1=3$. Для баланса моста резистивный делитель должен также делить напряжение в 3 раза, удовлетворяя условию $R_2=2R_1$.

Следует отметить, что такой мост был предложен с целью измерения емкостей конденсаторов; в современной литературе по радиоэлектронике (исключая вопросы узко радиоизмерительного профиля) под мостом Вина стали понимать только частотно-зависимый делитель.

Мост Вина в полном составе не имеет общей точки у входа и выхода, что необходимо учитывать при его практическом применении. Амплитудно-частотная характеристика полного моста Вина в форме зависимости U_2/U_1 от f (рис. 9.13) имеет медленное изменение отношения U_2/U_1 при отклонении от частоты f_0.

Двойной Т-образный мост (2Т-мост) (рис. 9.14) содержит по три резистора и конденсатора. В отличие от моста Вина, он имеет общую точку у выхода, что расширяет возможности применения. Но вместе с тем он менее удобен при перестройке частоты f_0, так как требует изменения либо сопротивления трех резисторов R, R и $R/2$, либо емкостей трех конденсаторов C, C и $2C$.

Амплитудно-частотная характеристика 2Т-моста имеет такой же вид, как и у моста Вина (рис. 9.13). Тот факт, что отношение U_2/U_1 обращается в нуль на частоте f_0, физически объясняется тем, что передача сигнала происходит по двум путям, причем на частоте f_0 напряжение, передаваемое через конденсаторы C и C, опережает входное на 90°, а передаваемое через резисторы R и R, отстает на такой же угол, т. е. между ними существует фазовый сдвиг, равный 180°. При этом достигается компенсация сигналов, проходящих по этим двум путям.

Гиратор. При проектировании пассивных фильтров сравнительно малых частот одна из трудностей заключается в том, что для них требуются катушки с большой индуктивностью. Это затруднение несложно преодолеть, применив ОУ, включенный по схеме, позволяющей преобразовать емкость в индуктивность и построить фильтр, не требующий намоточных деталей, т. е. весьма технологичный, допускающий массовое производство из стандартных деталей. Такие активные катушки индуктивности могут быть использованы в некоторых классических типах пассивных фильтров вместо обычных катушек, что заметно упрощает реализацию.

Назначение гиратора, таким образом, состоит в том, чтобы, используя напряжение на конденсаторе, заставить напряжение и ток во входной цепи вести себя подобно напряжению и току в катушке индуктивности. Основные недостатки гираторов заключаются в том, что, во-первых, только немногие из них могут работать на частотах, превышающих несколько десятков килогерц,

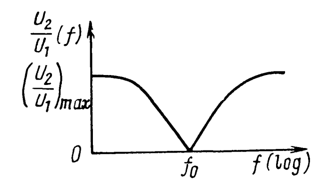


Рис. 9.13. АЧХ мостов Вина $[(U_2/U_1)_{max}=1/3]$ и типа 2Т $[(U_2/U_1)_{max}=1]$

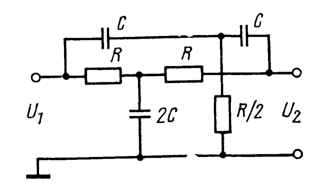


Рис. 9.14. Схема моста типа 2Т

и, во-вторых, схемы гираторов, не допускающие заземления хотя бы одного вывода, оказываются весьма сложными.

Схема простейшего гиратора (рис. 9.15) содержит операционный повторитель напряжения с цепью положительной ОС, состоящей из элементов *R1*, *C1*, *R2*. Достоинство данного гиратора заключается в его широкополосности, свойственной повторителям напряжения. Практически он способен работать в диапазоне частот, ограниченном частотой f_1 выбранного типа ОУ.

К основным параметрам гиратора относятся его индуктивность

$$L = C_1 R_1 R_2 / \left(1 + \omega^2 C_1^2 R_2^2\right) \qquad (9.6)$$

и добротность

$$Q = \omega C_1 / \left(1 + \omega^2 C_1^2 R_1 R_2\right). \qquad (9.7)$$

Наибольшая добротность, получаемая при $\omega^2 C^2{}_1 R_1 R_2 = 1$, т. е. при

$$C_1 = C_{1\,\mathrm{opt}} = 1/\omega \sqrt{R_1 R_2}, \qquad (9.8)$$

равна

$$Q_{\max} = 0{,}5 \sqrt{R_1/R_2}. \qquad (9.9)$$

Если гиратор предназначен для работы при мало изменяющейся частоте, например, для узкополосного фильтра, то выгоден режим с $C_1 = C_{1\,\mathrm{opt}}$ и тогда $\omega C_1 R_2 = 1$ и $L = C_1 R_1 R_2/2$. Используя (9.6)—(9.9) при известном значении L, находим сопротивления резисторов $R_1 = 2Q\omega L$, $R_2 = R_1/4Q^2$ и емкость конденсатора $C_1 = 1/\omega\sqrt{R_1 R_2}$. Так, при $f = 10$ кГц, $L = 1$ Гн, $Q = 20$ расчеты дают $R_1 = 250$ кОм, $R_2 = 156$ Ом и $C_1 = 25{,}6$ нФ.

Инвертирующий усилитель с высоким входным сопротивлением может быть получен, если усиливаемое напряжение приложено к прямому входу, а инверсный вход использован для осуществления последовательной ОС по напряжению.

При подаче сигнала на инверсный вход (рис. 9.16) входное сопротивление за счет влияния параллельной ОС по напряжению обычно оказывается небольшим (определяется значением сопротивления резистора *R1*).

В принципе существует возможность увеличить одновременно *R1* и *R2*, но для получения коэффициента усиления $K_F = U_2/U_1$, предположим, равного 100, придется взять $R_2 = 100 R_1$, и если $R_1 = 1$ МОм, то потребуется резистор *R2* с сопротивлением 100 МОм, что нежелательно из-за влияния паразитной (монтажной) емкости, снижающей $K_F(f)$ на верхних частотах. В таких условиях предпочтительнее схема с дополнительным делителем напряжения, при ко-

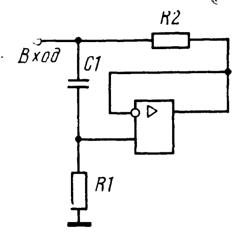


Рис. 9.15. Схема гиратора на операционном повторителе

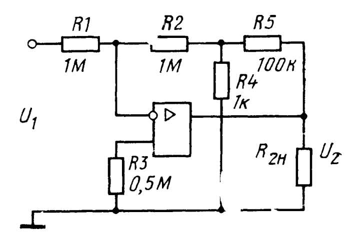


Рис. 9.16. Схема инвертирующего усилителя с высоким входным сопротивлением

тором можно остановиться на $R2=R1$ (рис. 9.16), а делитель выполнить из сравнительно низкоомных резисторов. В таком варианте $U_2=K_D U'_1$, $U'_1=U_1 R_{\text{вх }F}/(R_1+R_{\text{вх }F})$, где $R_{\text{вх }F}=R_2/K_D k_{\text{д}}$. Так как $k_{\text{д}}=R_4/(R_4+R_5)$, то $R_{\text{вх }F}=R_2(R_4+R_5)/K_D R_4$ и $K_F=U_2/U_1=K_D U'_1/U_1=K_D R_{\text{вх }F}/(R_1+R_{\text{вх }F})\approx \approx K_D R_{\text{вх }F}/R_1=R_2(R_4+R_5)/R_1 R_4$. При $k_{\text{д}}=0{,}01$ $(R_4+R_5)/R_4=100$ и $R_2=R_1$ $K_F=100$, а входное сопротивление, отнесенное к источнику сигнала, близко к R_1 (в данном примере незначительно превышает 1 МОм). Глубина ОС в этих условиях $F=k_{\text{д}}K_D/2$.

9.2. Измерительные приборы с ОУ

Вольтметр с очень высоким входным сопротивлением, выполненный по схеме рис. 9.17, обладает большим достоинством: при использовании сравнительно простого гальванометра, например миллиамперметра с пределом измерения порядка нескольких миллиампер (лучше не более 5 мА), входное сопротивление при использовании соответствующего ОУ оказывается настолько высоким, что его подключение к исследуемой цепи не сказывается на режиме ее работы. Для того чтобы пропустить ток через прибор, между инверсным входом и общим проводом включается резистор $R1$ с сопротивлением таким же, как у прибора. При поступлении на прямой вход измеряемого напряжения в выходной цепи появится ток I_2, а на инверсном входе — напряжение, равное измеренному. Если $R_1=1$ кОм, то при $U''_1=1$ В через гальванометр будет проходить ток 1 мА.

Наибольший предел измерения не превышает $0{,}7U_{\text{п}}$; для его расширения на вход ОУ можно подключить делитель напряжения, выполненный на высокоомных резисторах с соответствующим переключателем.

Если требуется измерить переменное напряжение, то между ОУ и гальванометром вводится выпрямитель, выполненных на точечных диодах (рис. 9.18).

Генераторы гармонических (синусоидальных) колебаний фиксированных частот в пределах от нескольких герц до десятков и выше килогерц несложно выполнить на операционном усилителе.

Основной цепью одного из видов подобного генератора является 2Т-мост на RC-элементах (см. рис. 9.14) с квазирезонансной частотой $f_0=1/2\pi CR$. Этот мост (рис. 9.19) находится в цепи ОС; процесс генерирования обеспечивает положительная ОС, цепь которой состоит из делителя напряжения $R1R2R3$. Подстроечный резистор R предназначен для плавной регулировки амплитуды выходного напряжения. Практически для возникновения собственных колебаний достаточно выбрать $R_2+R_3=(10...20)R_{2\text{н}}$ и $R_1=(0{,}05...0{,}1)(R_2+R_3)$. Ста-

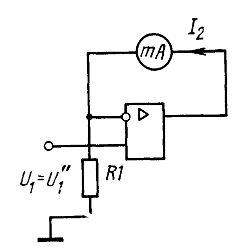


Рис. 9.17. Схема вольтметра постоянного тока с ОУ

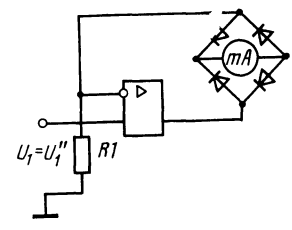
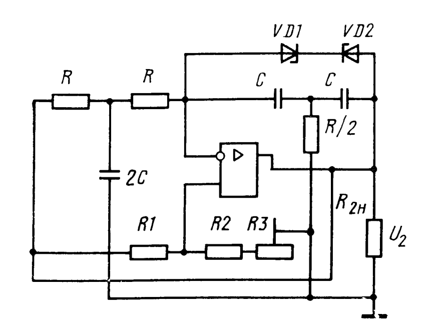
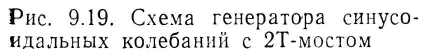


Рис. 9.18. Схема вольтметра переменного тока с ОУ




Рис. 9.19. Схема генератора синусоидальных колебаний с 2Т-мостом

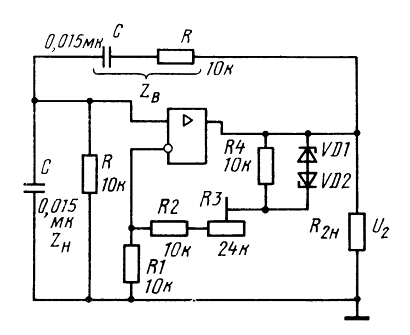


Рис. 9.20. Схема генератора синусоидальных колебаний с мостом Вина в цепи положительной ОС

билитроны *VD1*, *VD2* ограничивают размах генерируемых колебаний и способствуют приближению их формы к синусоидальной.

При наличии четырехконденсаторного блока переменной емкости (или двух двухконденсаторных с общей осью) при параллельном соединении двух конденсаторов ($C+C=2C$) можно плавно изменять частоту колебаний более чем в 10 раз. При надлежащем переключении постоянных резисторов R и $R/2$ можно расширить диапазоны частот на несколько декад в требуемом направлении.

Наряду с генератором, содержащим 2Т-мост, известен и другой вид — с мостом Вина (рис. 9.20), образующим цепь положительной ОС. На резонансной частоте $f_0=1/2\pi CR$ значения полных сопротивлений плеч моста $Z_в=\sqrt{R^2+(1/\omega_0 C)^2}$ и $Z_н=1/\sqrt{(1/R)^2+(\omega_0 C)^2}$ относятся как 2 : 1. Можно показать, что при этом на частоте f_0 и только на ней рассматриваемый мост не создает сдвига фазы приложенного к нему напряжения, что отвечает только положительной ОС и генерируемой частоте $f=f_0$. Для генерирования колебаний необходимо, чтобы коэффициент усиления напряжения, приложенного к прямому входу, оказался больше трех, а для этого нужно, чтобы соблюдалось неравенство $[1+(R_2+R_3)/R_1]>3$.

С целью получения хорошей формы генерируемых колебаний и установления определенной их амплитуды используются стабилитроны *VD1*, *VD2*. При напряжении питания ±15 В подходит стабилитрон с $U_{ст}=4{,}7$ В, при котором $U_{2m}=\sqrt{2}U_2\approx 10$ В. Приведенные на рис. 9.20 значения элементов относятся к частоте, равной 1 кГц; плавную перестройку частоты можно осуществить с помощью двухконденсаторного блока, перекрывающего минимум одну декаду. С помощью переключения резисторов R (например, в 10 раз) несложно расширить диапазон генерируемых частот.

Генераторы прямоугольных импульсов (рис. 9.21) можно получить с помощью стабилитронов *VD1*, *VD2*. Цепь положительной ОС у генератора состоит из делителя напряжения *R3R4*. Частотно-зависимая ОС обеспечивается элементами *C1R2*. Для ограничения тока, потребляемого стабилитронами, включен резистор *R5*. Резисторы *R1* с сопротивлением около 100 кОм предназначены для повышения действенности защиты входа, содержащейся в ОУ.

Частота генерируемых колебаний $f\approx 1/C_1R_2 \ln[(1+B)/(1-B)]$, где $B=R_4/(R_3+R_4)$. При $B=0{,}462$ получаем $f\approx 1/2C_1R_2$. Максимально возможная

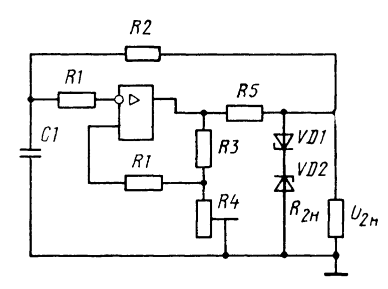


Рис. 9.21. Схема генератора симметричных прямоугольных импульсов

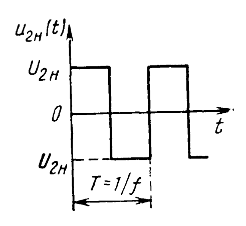


Рис. 9.22. Осциллограмма выходного напряжения генератора прямоугольных импульсов

частота генерации ограничена скоростью нарастания выходного напряжения: $f_{max} \leqslant V_U/(5 \ldots 10)U_{2н}$ (рис. 9.22).

Размах напряжения на выходе ОУ $U_2 \leqslant 0{,}7U_п$, а на выходе генератора $U_{2н} \leqslant 0{,}7U_2$. Если $U_п = 15$ В, то $U_2 \leqslant 10{,}5$ В, а $U_{2н} \leqslant 7{,}3$ В. Разность этих напряжений 3,2 В теряется на резисторе $R5$. При размахе тока, потребляемого стабилитронами, около 2 мА $R_5 = 3{,}2/2 = 1{,}6$ кОм. Размах тока I_{34}, проходящего через резисторы $R3R4$, достаточен в пределах 0,1 ... 1 мА. Принимая этот ток равным 0,3 мА, в результате расчета получаем, что $R_3 + R_4 = U_2/I_{34} = 10{,}5/0{,}3 = 35$ кОм. Поскольку отношение сопротивлений $R_3/R_4 = 1/B - 1 = 1/0{,}462 - 1 = 1{,}17$, то $R_4 = (R_3 + R_4)/(1 + 1{,}17) = 35/2{,}17 \approx 16$ кОм и $R_3 = 35 - 16 \approx 18$ кОм. При токе $I_{R2} = 0{,}1$ мА сопротивление резистора R_2 близко к отношению $U_{2н}/I_{R2} = 7{,}3/0{,}1 \approx 75$ кОм.

Для получения частоты колебаний, например, равной 1 кГц, емкость конденсатора в цепи ОС $C_1 = 1/2fR_2 = 1/2 \cdot 10^3 \cdot 75 \cdot 10^3 = 6{,}67 \cdot 10^{-9}$ Ф ≈ 6800 пФ.

Прецизионный усилитель постоянного тока позволяет избавиться от основного недостатка, присущего УПТ, в частности обычным ОУ, — нестабильности постоянной составляющей выходного напряжения, вызванной изменением температуры окружающей среды, что ограничивает возможность их использования в высокочувствительной измерительной аппаратуре. У обычных ОУ температурный дрейф, т. е. изменение напряжения смещения, отнесенное ко входу, составляет $\alpha_U = (10 \ldots 30)$ мкВ/°С. Например, нужный предел измеряемого напряжения при $\Delta t_c = 20°$ С, $\alpha_U = 20$ мкВ/°С и 10% погрешности оказывается не ниже, чем $\alpha_U \Delta t_0 = 20 \cdot 20/10 = 40$ мкВ.

Радикальным методом снижения нестабильности выходного напряжения является преобразование медленно изменяющегося входного напряжения в короткие импульсы, повторяющиеся с неизменной частотой f_0; размахи (амплитуды) этих импульсов пропорциональны мгновенным значениям входного напряжения. Такое преобразование осуществляет балансный модулятор (БМ), на вход которого подаются напряжения сигнала с частотой $f = 0 \ldots F_в$ и более высокое напряжение несущей частоты $f_0 \geqslant 10f_в$ от местного генератора (обычно мультивибратора). Напряжение сигнала, прерываемое с частотой f_0, принимает форму импульсов с длительностью $1/f_0$ и размахом, равным мгновенному значению напряжения входного сигнала. Преобразованное напряжение усиливается усилителем переменного тока или обычным ОУ с разделительным конденсатором в выходной цепи, пропускающим колебания с основной частотой f_0. Для восстановления

формы усиливаемого сигнала используется балансный демодулятор (БДМ), представляющий собой специальный вид детектора (фазочувствительный детектор, у которого полярность выходного напряжения определяется фазой преобразованных в БМ колебаний, например при $\varphi=0°$ и при $\varphi=180°$) с фильтром нижних частот в его выходной цепи, сглаживающим пульсации.

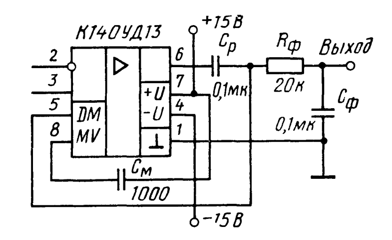


Рис. 9.23. Схема присоединения навесных (внешних) элементов к ОУ К140УД13:

DM — вывод от демодулятора; *MV* — вывод от мультивибратора

Усилитель постоянного тока рассмотренного вида принято обозначать через МДМ (модулятор — демодулятор). Температурный дрейф нуля у МДМ, отнесенный ко входу, обычно составляет 0,1 ... 1 мкВ/°С.

Усилители МДМ выпускаются и в интегральном исполнении. В частности, отечественная промышленность изготавливает усилитель типа К140УД13, который содержит 29 МОП-транзисторов, из них четыре входят в состав БМ, четыре — в мультивибратор, один транзистор в демодулятор, а остальные в дифференциальный усилитель, содержащий навесной разделительный конденсатор $C_р$ (рис. 9.23). Частота повторения прямоугольных импульсов, генерируемых мультивибратором, зависит от емкости конденсатора $C_М$. Для сглаживания пульсаций выходного напряжения БДМ используется ФНЧ $R_ф C_ф$.

Несущая частота усилителя f_0 выбирается равной 1 кГц, что достигается при $C_М=1000$ пФ. Постоянная времени ФНЧ $C_ф R_ф$ не должна быть меньше нескольких миллисекунд.

Полоса пропускания рассматриваемого ОУ не превышает 50 ... 100 Гц ($f_в \leqslant 0{,}1 f_0$), коэффициент усиления равен 7, $\alpha_0=0{,}5$ мкВ/°С, а максимальное выходное напряжение примерно равно ±0,5 В.

Для повышения коэффициента усиления и выходного напряжения с тем же значением уровня дрейфа, т. е. температурного коэффициента α_U, к ОУ К14ОУД13 можно добавить два обычных ОУ, например, типа К14ОУД7 (рис. 9.24).

Оба этих ОУ способствуют увеличению коэффициента усиления, а второй по схеме, кроме того, позволяет получить амплитуду выходного напряжения

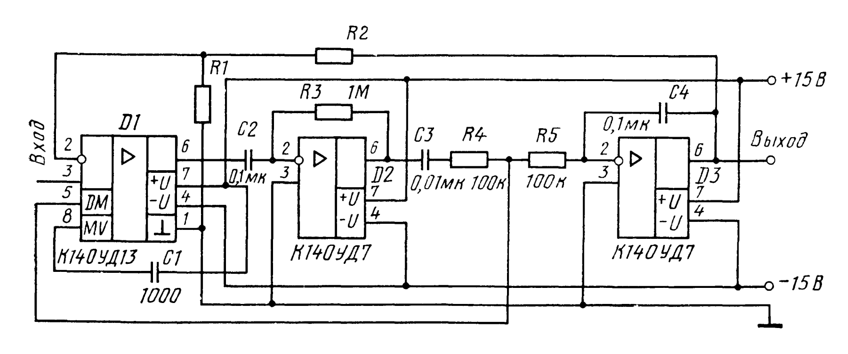


Рис. 9.24. Принципиальная схема УПТ типа МДМ с большим коэффициентом усиления

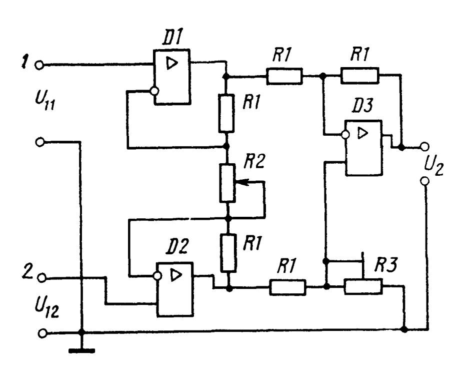


Рис. 9.25. Схема измерительного усилителя

около 12 В. Из-за общей ОС коэффициент усиления $K_F \approx R_2/R_1$ не превышает нескольких сотен или тысяч.

Конденсаторы *C2* и *C3* являются разделительными, а *C4* обеспечивает сглаживание пульсаций преобразованного напряжения, т. е. относится к ФНЧ.

При необходимости к выводам 1 и 5 усилителей *D2* и *D3* могут быть присоединены потенциометры балансировки нуля, на движки которых подается напряжение $U_п = -15$ В (см. рис. П.4).

Измерительный усилитель предназначен для измерения разности потенциалов, т. е. он является разновидностью дифференциального усилителя. Особенность его заключается в значительном ослаблении синфазного сигнала и, следовательно, в высокой степени симметричности входа, а также способности усиливать слабый дифференциальный сигнал преимущественно в форме переменного напряжения. Такой усилитель обладает высоким входным и низким выходным сопротивлениями.

Измерительные усилители хорошо сопрягаются с мостовыми схемами, например, с температурно-зависимым элементом, применяемым для измерения температуры, и другими сложными видами источников сигнала.

Рассматриваемый усилитель обычно содержит три ОУ и семь резисторов (рис. 9.25), из них резистор *R2* предназначен для изменения коэффициента усиления.

С помощью резистора *R3* осуществляется начальная подстройка с целью сведения к нулю синфазного сигнала с уровнем около долей вольта, подаваемого на соединенные вместе выводы 1, 2 относительно общего провода (корпуса).

9.3. Активные фильтры

Виды активных фильтров. Фильтр — это электрическая цепь, рассчитанная на пропускание сигналов в определенной полосе частот и подавления сигналов вне этой полосы. Электрические фильтры подразделяют на пассивные и активные. Пассивные фильтры содержат катушки индуктивности, конденсаторы и, если нужно, резисторы.

Активные фильтры включают в себя кроме резисторов и конденсаторов операционные усилители и реже — катушки индуктивности, поскольку они громоздки и дорогостоящи. Достоинство активных фильтров — их компактность, лучшие характеристики, в частности способность усиливать сигналы, дешевизна.

В области верхних частот рабочего диапазона активные фильтры уступают пассивным: практический предел рабочей полосы доходит до 1 МГц, но по мере совершенствования ОУ этот предел будет расширяться. В области нижних частот активные фильтры, не требующие катушек индуктивности, значительно превосходят фильтры пассивные.

Активным фильтрам присущ ряд особенностей, обусловленных использованием в них ОУ. Так, они характеризуются ограниченным диапазоном входных и выходных напряжений (у большинства ОУ не выше ±10 В), а выходной ток, как правило, не превышает нескольких миллиампер.

По взаимному расположению полос пропускания и задерживания различают фильтры нижних частот (ФНЧ), имеющие полосу пропускания ниже заданной частоты среза, фильтры верхних частот (ФВЧ) с полосой пропускания выше заданной частоты среза, полосовые фильтры (ПФ) с полосой пропускания, расположенной между двумя частотами среза, и режекторные фильтры (РФ) с полосой задерживания, ограниченной двумя частотами среза и примыкающими к ней полосами пропускания.

Основная характеристика фильтра — его порядок, определяемый числом содержащихся в фильтре реактивных элементов. Например, если коэффициент передачи напряжения фильтра выражается формулой

$$K_ф(\omega) = U_2/U_1 = K_ф/\sqrt{1+(\omega/\omega_0)^2}, \quad (9.10)$$

то мы имеем дело с ФНЧ первого порядка $n=1$, а при

$$K_ф(\omega) = K_ф\,\omega_0^2/\sqrt{\omega_0^4+\omega_0^2\omega^2(\delta^2-2)+\omega^4} \quad (9.11)$$

порядок оказывается вторым ($n=2$). От порядка фильтра зависит крутизна АЧХ за пределами полосы пропускания, выражаемая числом децибел на октаву (декаду): при $n=1$ это 6 дБ/окт (20 дБ/дек), если $n=2$, то 12 дБ/окт (40 дБ/дек) и т. д.

Активные фильтры широко используются для усиления или ослабления определенных частот в звуковой аппаратуре, в генераторах, электронно-музыкальных инструментах, линиях связи, а также в научно-исследовательской работе для изучения частотного состава разнообразных сигналов, таких как биотоки человеческого организма, механические вибрации и т. д.

Фильтры нижних частот. Схема ФНЧ первого порядка не отличается от схемы интегрирующего усилителя (рис. 9.6,*б*). У этого фильтра $\omega_0=1/2\pi\tau\approx$ $\approx 1/2\pi C_1R_2$.

Схема ФНЧ второго порядка показана на рис. 9.26. Для повышения крутизны АЧХ вблизи частоты среза, отсчитываемого на уровне $1/\sqrt{2}$ (—3 дБ); используется слабая положительная ОС, стабилизированная с помощью отрицательной ОС, цепь которой представлена делителем напряжения R_3R_4 с коэффициентом передачи напряжения

$$B = R_3/(R_3+R_4). \quad (9.12)$$

С целью получения максимально плоской АЧХ (т. е. без максимума и с наибольшей крутизной АЧХ вблизи частоты среза) параметр

$$K_F \approx 1/B = 1 + R_4/R_3 \quad (9.13)$$

выбирают равным 1,2. Сама АЧХ описывается выражением (9.11), в котором $K_ф=K_F$,

$$\omega_0 = \omega_c = 2\pi f_c = 1/\sqrt{C_1R_1C_2R_2} \quad (9.14)$$

и

$$\delta = 1/Q = [C_1R_1(1-K_F)+C_2R_1+C_2R_2]/\sqrt{C_1R_1C_2R_2}. \quad (9.15)$$

Максимально плоской АЧХ получается при $\delta=\sqrt{2}$ ($Q=0{,}707$).

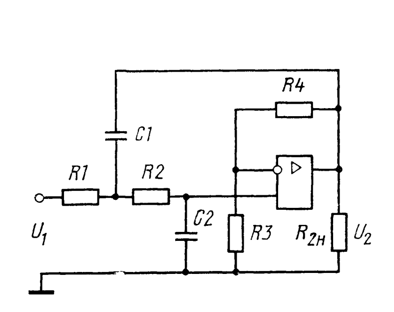


Рис. 9.26. Схема ФНЧ второго порядка

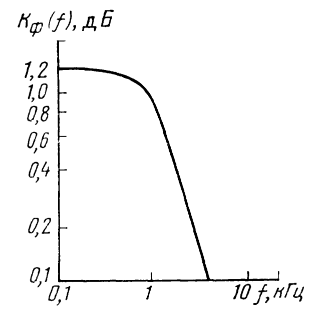


Рис. 9.27. АЧХ фильтра нижних частот второго порядка

Располагая двумя уравнениями относительно элементов фильтра при шести неизвестных, следует придать численные значения четырем из них. Прежде всего должна быть известна частота среза f_c; дополнительно удобно задаться отношением сопротивлений R_2/R_1 и коэффициентом усиления K_F, немного превышающим единицу (или отношением емкостей C_2/C_1). Например, при $R_2=10R_1$ и $K_F=1{,}2$ уравнение относительно C_2 (или C_1) имеет вид

$$121C_2^2+24{,}4C_1C_2+0{,}04C_1^2=0, \qquad (9.16)$$

решая которое, узнаем, что $C_2=0{,}2C_1$ и тогда $2(C_1R_1)^2=1/4\pi^2f^2_c$. Если задано, например, $f_c=1$ кГц, то получаем $R_2=10$ кОм, $C_1=0{,}1125$ мкФ и $C_2=22{,}5$ нФ. Амплитудно-частотная характеристика этого фильтра, рассчитанная по формуле (9.11), изображена на рис. 9.27.

При необходимости увеличения крутизны асимптоты за пределами полосы пропускания используются фильтры более высокого порядка. При четном n фильтр выполняется из нескольких звеньев согласно рис. 9.26, но с другими соотношениями между элементами, в частности, значения параметра K_F. В случае нечетного порядка одно звено выбирается первого порядка (рис. 9.6,*б*), а остальные звенья второго порядка по известной схеме.

Фильтры верхних частот. Схема ФВЧ первого порядка не отличается от дифференцирующего усилителя (см. рис. 9.9,*б*). Коэффициент усиления в полосе пропускания $K_ф$ и частота среза (она же частота излома АЧХ) f_0 находятся из выражений (9.5) и (9.4), где $K=K_ф$ и $\tau=1/2\pi f_p=1/2\pi f_0$.

Схема ФВЧ второго порядка, изображенная на рис. 9.28, отличается от ФНЧ взаимной заменой резисторов и конденсаторов, формирующих АЧХ, с уравнением $K_ф(\omega)=K_ф\omega^2/\sqrt{\omega^4_0+\omega^2_0\omega^2(\delta^2-2)+\omega^4}$. Входящие сюда $K_ф$ и ω_0 находятся из (9.13) и (9.14), а $\delta=1/Q=[1/C_1R_1(1-K_F)+1/C_1R_2+1/C_2R_2]\sqrt{C_1R_1C_2R_2}$.

Максимально плоской АЧХ оказывается, как и у ФНЧ, с $n=2$ при $\delta=\sqrt{2}$. Здесь при расчете параметров фильтра по заданной частоте среза f_c рекомендуется принять $K_F=1{,}2$, $C_2=0{,}1C_1$, чему отвечает соотношение $R_2=5R_1$. Если $f_c=1$ кГц и $R_1=1$ кОм, то получаем $C_1=0{,}225$ мкФ и $C_2=22{,}5$ нФ.

Результаты расчета АЧХ по данным приведенного примера представлены зависимостью на рис. 9.29.

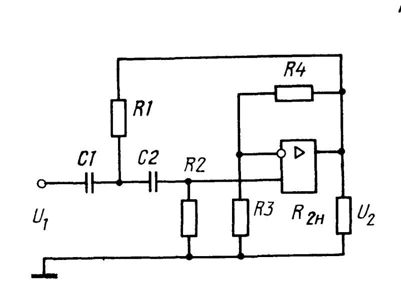


Рис. 9.28. Схема ФВЧ второго порядка

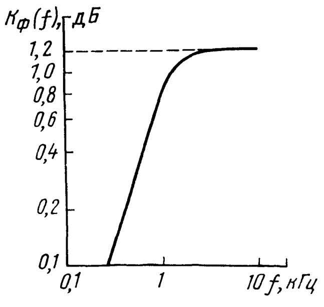


Рис. 9.29. АЧХ фильтра верхних частот второго порядка

Для повышения порядка фильтра, так же как и у ФНЧ, ФВЧ выполняется из нескольких звеньев второго порядка (или четного n) с дополнением звена первого порядка (при нечетном n).

Полосовые фильтры. Для выделения сравнительно узкой полосы частот, близкой к единице отношения f_{c2}/f_{c1} (рис. 9.30), требуется высокое значение добротности Q, нередко свыше 10. В таких случаях удобен фильтр (рис. 9.31), характеризуемый следующими параметрами: $K_ф = U_2/U_1 = k_д R_4/R_{12}$, $k_д = R_2/(R_1+R_2)$, $R_{12} = R_1 \| R_2 + R_3 = k_д R_1 + R_3$, $f_0 = 1/2\pi\sqrt{C_1 R_{12} C_2 R_4}$ и $Q = \sqrt{C_1 R_4 / C_2 R_{12}}$. Дополнительно введенные резисторы R_1 и R_2 придают устройству большую гибкость в смысле реализации требований, предъявленных к коэффициенту усиления и добротности. При отсутствии резисторов R_1 и R_2 в приведенных выше выражениях R_{12} заменяется на R_3, а $k_д$ приравнивается единице. Полоса пропускания фильтра $\Delta F = f_{c2} - f_{c1} = f_0/Q$, а частоты среза $f_{c1} = f_0(1 - 1/2Q)$ и $f_{c2} = f_0(1 + 1/2Q)$.

Рассматриваемый фильтр принято называть резонансным, поскольку его АЧХ по форме не отличается от свойственной LCR-контуру. Он может быть использован для измерения шума в ограниченной полосе частот, выделения отдельно взятой гармоники искаженного сигнала или уровня интермодуляционных искажений, для селекции II или III программы у трехпрограммного громкоговорителя и т. п.

Входное сопротивление данного ПФ $Z_{вх}$ в области частот $f < f_0$ несколько меньше $R_1 + R_2$, а при $f \to 0$ $Z_{вх} \to (R_1 + R_2)$; на верхних частотах при $f \to \infty$ $Z_{вх} \to (R_1 + R_2 \| R_3)$.

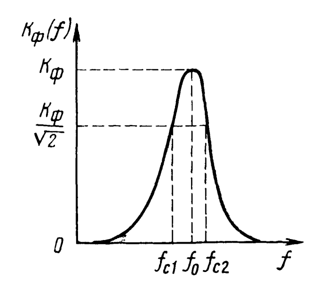


Рис. 9.30. АЧХ резонансного полосового фильтра

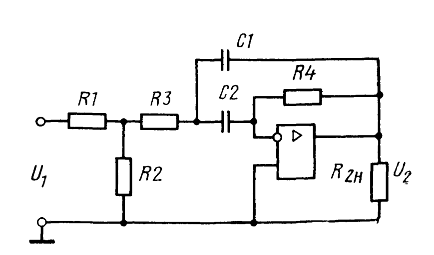


Рис. 9.31. Схема резонансного полосового фильтра

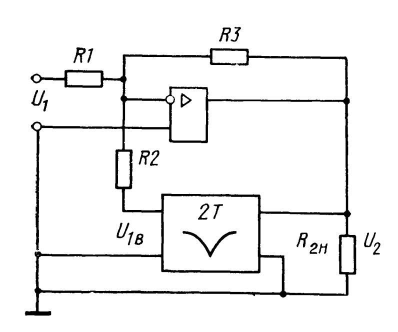


Рис. 9.32. Схема полосового и режекторного фильтров с 2Т-мостом

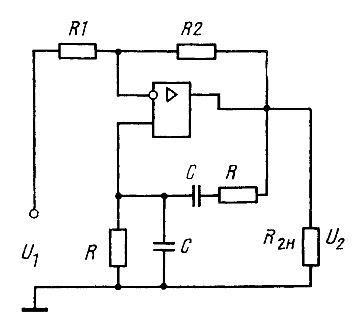


Рис. 9.33. Схема резонансного полосового фильтра с мостом Вина в цепи положительной ОС

Допустим, что по исходным данным $f_0=120$ кГц, $\Delta F=10$ кГц и $K_ф=10$ требуется рассчитать фильтр (рис. 9.31). Число неизвестных параметров превышает число уравнений на два, поэтому двум из неизвестных следует придать числовые значения.

Выбирая $R_1=1$ кОм, $R_4=24$ кОм, $C_1/C_3=3$, с помощью равенства $Q=\sqrt{C_1R_4/C_2R_{12}}$ находим $R_{12}=C_1R_4/C_2Q^2=3\cdot24\,000/12^2=500$ Ом; через заданное значение $K_ф=k_дR_4/R_{12}=10$ определяем $k_д=K_фR_{12}/R_4=10\cdot500/24\,000=0{,}208$. Используя соотношение $k_д=R_2/(R_1+R_2)$, узнаем, что $R_2=k_дR_1/(1-k_д)=0{,}208\cdot1000/(1-0{,}208)=262$ Ом, при этом $R_3=R_{12}-k_дR_1=500-0{,}208\cdot100=292$ Ом.

Выражение $f_0=1/2\pi\sqrt{C_1R_{12}C_2R_4}$ и условие $C_1=3C_2$ позволяют рассчитать емкости конденсаторов C_1 и C_2: $C_1=660$ пФ, $C_2=220$ пФ.

Другой вариант резонансного ПФ основан на введении 2Т-моста в цепь ОС (рис. 9.14 и 9.32). При $B(f)=U_{1В}/U_2=0$ коэффициент $K_ф(f)\approx U_2/U_1$ становится максимальным на частоте $f=f_0$ (рис. 9.30). Параметры этого фильтра: $K_ф=R_3/R_1$, $f_0=1/2\pi CR$, $Q=R_3/4R_2$, входное сопротивление близко к R_1. Сопротивление R у 2Т-моста желательно выбрать в 5...10 раз меньше R_2.

У другого вида резонансного ПФ с мостом Вина (рис. 9.33) коэффициент усиления, резонансная частота и добротность фильтра соответственно равны $K_ф=3(R_1+R_2)/(2R_1-R_2)$, $f_0=1/2\pi CR$, $Q=1/(2R_1/R_2-1)$. Если $2R_1\to R_2$, то $K_ф\to\infty$ и $Q\to\infty$, что приводит к потере устойчивости и фильтр превращается в генератор с колебаниями частоты f_0. При $2R_1>R_2$ можно получить весьма большие коэффициенты усиления и добротность, последнюю практически можно довести до 2000 [14].

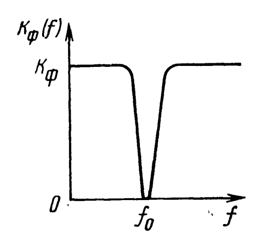


Рис. 9.34. АЧХ режекторного фильтра

Полосовой фильтр с большим отношением частот среза проще реализовать, включив каскадно (один за другим, фильтры нижних и верхних частот с соответствующими частотами среза.

Режекторные фильтры. Амплитудно-частотная характеристика РФ на резонансной частоте f_0 (частоте режекции) имеет спад, который желательно получить до нуля, как показано на рис. 9.34. Такой формы АЧХ можно достичь, если, используя схему рис. 9.32, в ка-

честве выходного напряжения выбрать $U_{1\text{в}}$. В отличие от собственно 2Т-моста, ОС позволяет получить острый провал у АЧХ. Его можно использовать, например, для измерения коэффициента гармоник, если к фильтру добавить соответствующий эталонный делитель напряжения для сравнения квадратичной суммы всех гармоник с самим исследуемым напряжением, подобно тому, как показано на рис. 9.4.

Дополнительные сведения об использовании ОУ в активных фильтрах можно найти в [15].

9.4. Усилители звуковой частоты

Каскады предварительного усиления на ОУ позволяют значительно упростить схему и конструкцию усилителя звуковой частоты (УЗЧ). В частности, они могут быть использованы для регулирования тембра или коррекции АЧХ магнитного звукоснимателя. Поскольку ОУ, предназначенный для этих целей, не всегда способен усиливать напряжение, то в отдельных случаях ОУ может представлять собой предусилитель напряжения с плоской АЧХ, если максимальная мощность ОУ меньше требуемого значения для УЗЧ. В таких случаях каскад, дополняющий ОУ, обычно выполняется по двухтактной схеме, работающей чаще всего в режиме В.

Самое простое решение заключается в построении выходного каскада по схеме с ОК (рис. 9.35), в которой диоды *VD1*, *VD2* предназначены для стабилизации тока покоя транзисторов, а общая ОС—для стабилизации постоянного коллекторного напряжения, т. е. распределения напряжения $2U_\text{п}$ поровну между транзисторами. Но вариант схемы с ОК не обеспечивает достаточно полного использования коллекторного напряжения $\xi = U_{\text{КЭ}m}/U_\text{п}$. При реально достижимом значении ξ меньше 90% не удается получить свойственный режиму В коэффициент полезного действия $\eta = \pi\xi/4$, следовательно, достаточно большую входную мощность. Это объясняется тем, что каскад с ОК не обладает способностью усиливать напряжение, а сам ОУ не может создать выходное напряжение $U_{2m} = \sqrt{2}U_2$, превышающее $0{,}7U_\text{п}$. Последнее означает, что практически в этих условиях не удается получить ξ свыше 60% ($\eta \leqslant 47\%$), а при $\xi = 90\%$ $\eta = 70\%$.

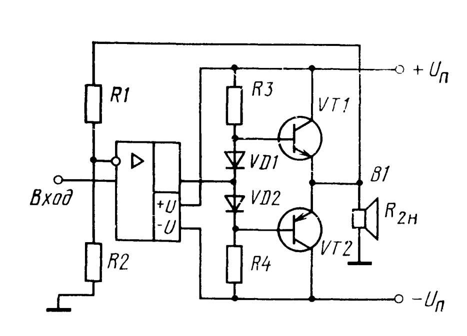


Рис. 9.35. Схема УЗЧ с операционным предусилителем и выходным каскадом с ОК

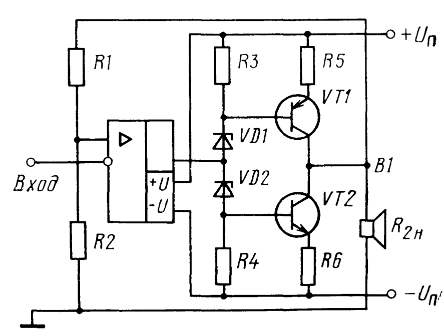


Рис. 9.36. Схема УЗЧ с операционным предусилителем и выходным каскадом с ОЭ

Если напряжение источника питания равно +15 В, то максимальная амплитуда выходного напряжения ОУ U_{2m} не превышает 10 В; при сопротивлении нагрузки $R_{2н}=8$ Ом выходная мощность (при $U_{2m} \approx U_{2m\,max}$) $P_2 = U^2_{2m}/2R_{2н} = 10^2/2 \cdot 8 = 6{,}25$ Вт. Если $R_{2н}=4$ Ом, то $P_2 \doteq 12{,}5$ Вт. Размах (амплитуда) эмиттерного тока $i_{Эmax} = U_{2m}/R_{2н}$, а тока в цепи базы $i_{Бmax} \approx i_{Эmax}/10$. Напряжение смещения $U_{БЭ}$ для работы в режиме В около 0,3 ... 0,5 В при постоянных токах: $I_д$, близком к 5 ... 10 мА, и $I_Б \approx i_{Бmax}/3$. В качестве диодов *VD1* и *VD2* наиболее пригодны диоды типа Д223. Эти данные позволяют найти сопротивления резисторов *R3*, *R4*.

Более высокие энергетические показатели могут быть достигнуты при выполнении выходного каскада по схеме с ОЭ (рис. 9.36), но здесь для устранения перепада напряжения необходимо использование так называемой схемы сдвига уровня постоянного напряжения. В данном случае она реализована в виде маломощных стабилитронов *VD1*, *VD2*.

Так как входное сопротивление транзисторов по схеме с ОЭ мало, то для того чтобы оно не оказалось меньше минимально допустимого для ОУ, используется последовательная ОС по току, осуществляемая с помощью резисторов *R5R6*. Поскольку $P_2 = R_{2н} i^2_{К\,max}/2$ и $i_{К\,max} \approx U_{2m}/R_Э (i_{К\,max} \approx i_{Э\,max})$ — размах импульса коллекторного тока, U_{2m} — амплитуда напряжения на выходе ОУ, а $R_Э = R_5 = R_6$, то должно быть $U_{2m} \leqslant U_{2m\,max}$. Например, если $U_п = 15$ В, $U_{2m\,max} = 10$ В, $R_{2н} = 8$ Ом, то при $P_2 = 10$ Вт получается $i_{К\,max} = \sqrt{2P_2/R_{2н}} = \sqrt{2 \cdot 10/8} = 1{,}57$ А и $R_5 = R_6 = R_Э = U_{2m\,max}/i_{К\,max} = 10/1{,}57 \approx 6{,}8$ Ом. Постоянная составляющая коллекторного тока, равная $I_{К\,ср} \approx 0{,}1 i_{К\,max} = 0{,}157$ А, создает на резисторе $R_Э$ падение напряжения $R_Э I_{К\,ср} = 6{,}8 \cdot 0{,}157 = 1{,}07$ В. При выборе значения тока стабилитрона равным 5 мА с учетом напряжения смещения $U_{БЭ} \approx 0{,}3$ В найдем, что при условии пренебрежения током базы сопротивление $R_3 = (1{,}07+0{,}3)/5 \cdot 10^{-3} \approx 270$ Ом. Для рассмотренного режима работы подходит стабилитрон Д813 (или КС515А), работающий при токе 5 ... 10 мА.

Мощностные отношения здесь практически такие же, как у устройства, схема которого представлена на рис. 9.35. Препятствием для снятия большой мощности является снижение входного сопротивления у более мощных транзисторов, что может вызвать перегрузку ОУ.

Отмеченные трудности сравнительно легко преодолеваются при выполнении плеч выходного каскада по схеме ОЭ—ОЭ (рис. 9.37); достоинство такого варианта заключается в возможности снятия выходной мощности до 10 Вт и более и в отсутствии малоудобных стабилитронов. Комбинация ОЭ—ОЭ охва-

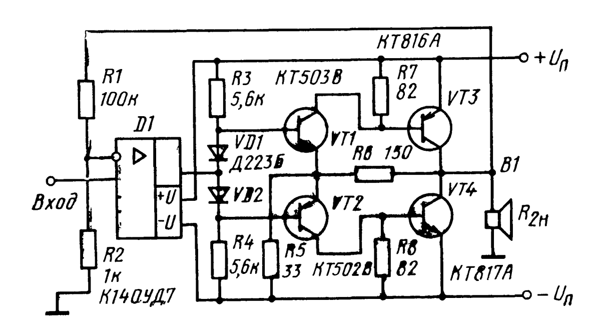


Рис. 9.37. Схема УЗЧ с операционным предусилителем и выходным каскадом на составных транзисторах по структуре ОЭ—ОЭ

чена местной ОС с не очень большой глубиной для того, чтобы получить общий коэффициент усиления около 5...10 и входное напряжение, снимаемое с выхода ОУ, не выше нескольких вольт.

Как обычно, в усилителе применена общая ОС, которая значительно снижает коэффициент гармоник, а также выходное сопротивление, что весьма важно для эффективного демпфирования собственных свободных колебаний подвижной системы головки динамического громкоговорителя.

Известна и другая возможность построения УЗЧ с выходным каскадом по схеме с ОЭ, основанная на использовании ОУ с двухтактным выходным каскадом также по схеме с ОЭ (рис. 9.38). Такая схемная комбинация, близкая к изображенной на рис. 9.37 и отличающаяся простотой (минимум элементов), возможна, если выходной каскад ОУ выполнен на комплементарных транзисторах, как, например, в ОУ типа К140УД6, К140УД7, К140УД12, К284УД1, 544УД1 и др.

Использование ОУ в качестве предусилителя возможно при построении выходного блока УЗЧ на составных транзисторах вида ОБ—ОЭ (рис. 9.39 и 9.40). При необходимости дистанционного регулирования коэффициента усиления применяются регуляторы, управляемые постоянным напряжением.

С этой целью целесообразно использовать ОУ и полевой транзистор, у которого дифференциальное сопротивление (т. е. для переменного тока) промежутка сток-исток $r_{с-и}$ зависит от напряжения смещения $U_{ЗИ}$.

У простейшего регулятора (рис. 9.41) входное регулируемое напряжение поступает на делитель, образованный из резистора *R1* и сопротивления промежутка сток-исток $r_{с-и}$ транзистора *VT1*, значение которого зависит от управляющего напряжения $U_{упр} \approx U_{ЗИ}$. Выход этого делителя напряжения присоединен к прямому входу ОУ, включенному по схеме операционного повторителя. На практике можно получить изменение сопротивления $r_{с-и}$ от десятков ом до нескольких мегаом, что обеспечивает регулирование коэффициента усиления в пределах около 60 дБ при небольшом уровне нелинейных искажений, если входное напряжение сигнала не превышает 50...100 мВ.

Регуляторы тембра. Они нашли широкое применение в УЗЧ. Их несложно выполнить, используя ОУ. Практическая схема регулятора тембра, изображенная на рис. 9.42, обеспечивает подъем или спад АЧХ при $f<500$ Гц и $f>$

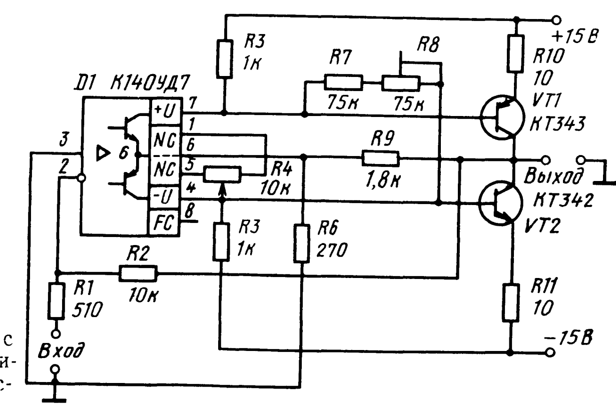


Рис. 9.38. Схема УЗЧ с операционным предусилителем и выходным каскадом с ОЭ

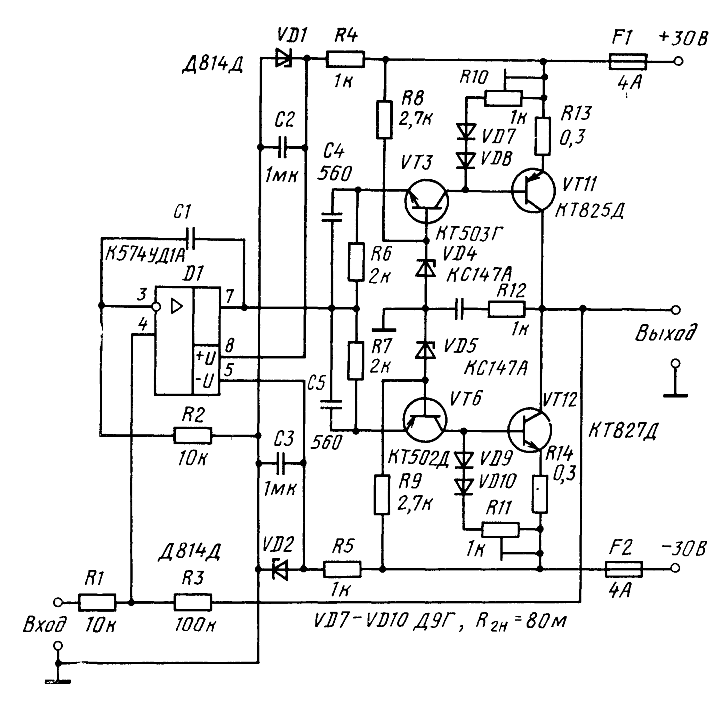


Рис. 9.39. Схема УЗЧ с операционным предусилителем и выходным блоком на составных транзисторах ОБ—ОЭ

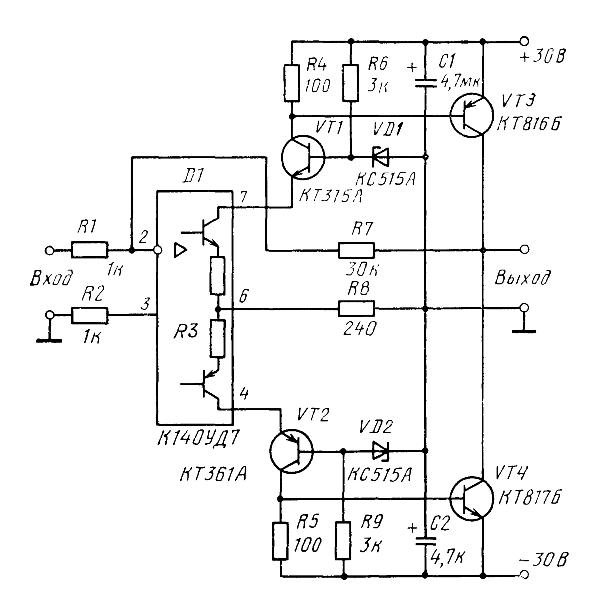


Рис. 9.40. Схема УЗЧ с операционным предусилителем и выходным блоком на составных транзисторах ОБ—ОЭ

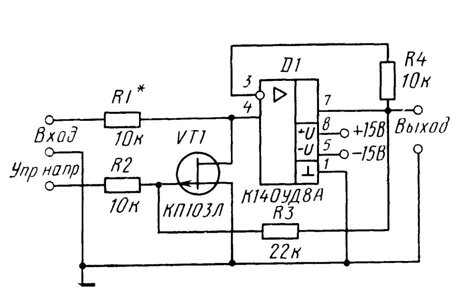


Рис. 9.41. Принципиальная схема регулятора усиления, управляемого постоянным напряжением

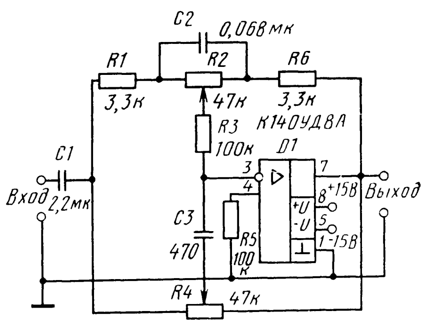


Рис. 9.42. Принципиальная схема регулятора тембра

>2 кГц, не создавая при этом ослабления на средних частотах. В среднем положении движков потенциометров АЧХ (рис. 9.43) получается плоской формы. Для блока регуляторов тембра пригоден любой ОУ с частотой f_1 не менее 1 МГц. Коэффициент усиления блока в области средних частот близок к единице. Входное напряжение не должно превышать 200 мВ (по действующему значению).

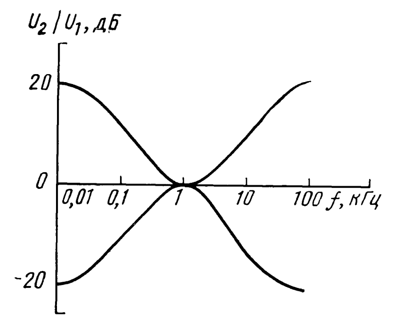


Рис. 9.43. АЧХ регулятора тембра (рис. 9.42)

Предусилитель для звукоснимателя. Он содержит ОУ и корректирующие элементы (рис. 9.44), предназначенные для получения АЧХ с подъемом в области НЧ и срезом в области ВЧ (рис. 9.45) с целью скомпенсировать частотные искажения, создаваемые электромагнитным звукоснимателем, в соответствии с ГОСТ 7893—72 и стандартом RIAA—78. Для реализации предусилителя-корректора пригоден ОУ с частотой единичного усиления не менее 1 МГц.

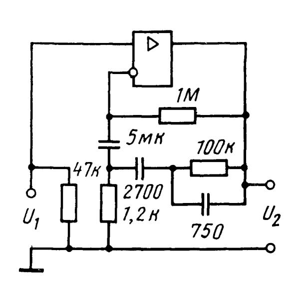


Рис. 9.44. Схема предусилителя для электромагнитного звукоснимателя

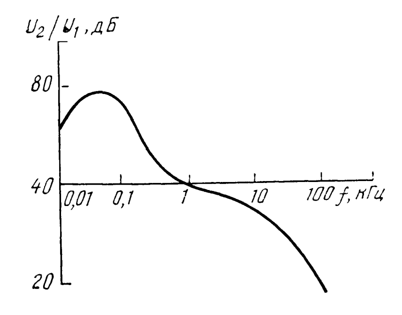


Рис. 9.45. АЧХ предусилителя для электромагнитного звукоснимателя (рис. 9.44)

9.5. Блоки питания

Для работы в стабилизаторах напряжения выпускаются специальные микросхемы, но для этой цели можно использовать стандартные ОУ.

На основе ОУ могут быть построены высокоэффективные стабилизаторы с точностью регулирования и стабильностью в диапазоне 0,01 ... 0,05%.

Вместе с тем у стабилизаторов напряжения выходное сопротивление мало, что практически обеспечивает независимость выходного напряжения от потребляемого тока.

Стабилизатор напряжения представляет собой усилитель с двумя входами, на которые подаются два напряжения: одно из них—опорное, вырабатываемое стабилитроном, а другое—снимаемое с выхода стабилизатора.

Для регулирования выходного напряжения в требуемых пределах используется потенциометр, подключаемый к выходу стабилизатора или параллельно стабилитрону. Разность входных напряжений, усиленная с помощью ОУ, управляет работой выходного транзистора достаточно большой мощности, включенного по схеме с ОК.

В схеме стабилизатора, показанной на рис. 9.46, потенциометр подключен к его выходу. Для ограничения диапазона регулирования и большей его плавности последовательно с потенциометром включены резисторы *R2* и *R6*.

Транзистор *VT2* и резистор *R8* предназначены для защиты транзистора *VT3* от перегрузки. Так, если выходной ток превысит 100 мА, падение напряжения на резисторе *R8* окажется выше 0,6 В. В результате этого транзистор *VT2* откроется и зашунтирует промежуток база — эмиттер транзистора *VT3*.

В схеме стабилизатора, показанной на рис. 9.47, потенциометр регулировки напряжения шунтирует стабилитрон *VD1*, что позволяет получить выходное напряжение ниже опорного, т. е. приложенного к стабилитрону.

Стабилизированный блок питания (рис. 9.48) на выходе создает два равных напряжения противоположной полярности и с низким уровнем пульсаций. Равенство выходных напряжений обеспечивается общим источником опорного напряжения, который содержит стабилитрон *VD5* и цепи ОС. Блок содержит два ОУ, питание которых осуществляется выходными напряжениями. Значения выходных токов ограничиваются максимально допустимыми параметрами транзисторов *VT3*, *VT4*.

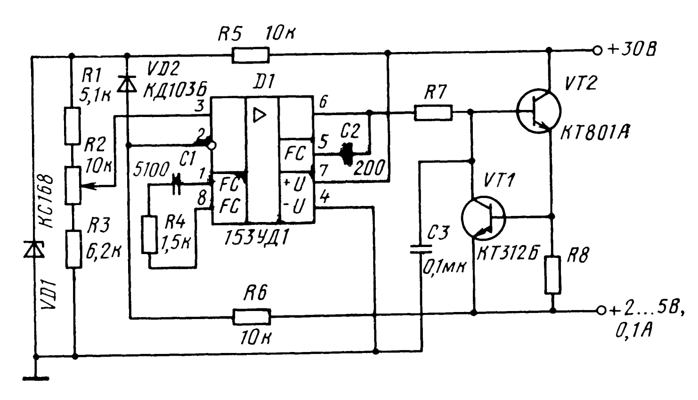


Рис. 9.46. Принципиальная схема стабилизатора с выходным напряжением выше опорного

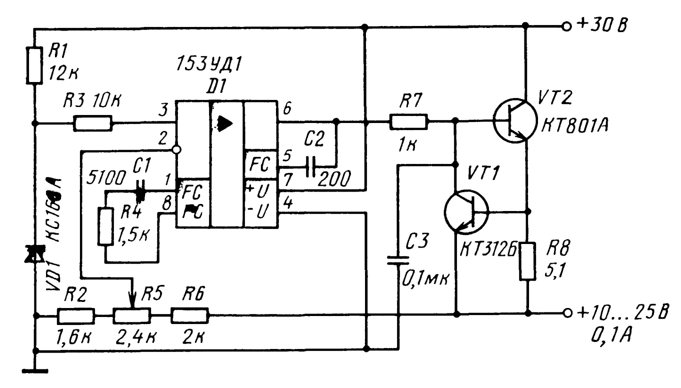


Рис. 9.47. Принципиальная схема стабилизатора с выходным напряжением ниже опорного

Верхняя часть схемы блока питания представляет собой обычный стабилизатор, формирующий напряжение +15 В. На инверсный вход усилителя *D1* через делитель напряжения *R6R7R8* подается часть выходного напряжения. Разностный сигнал ошибки на выходе ОУ *D1* управляет составным транзистором *VT1VT3* таким путем, чтобы эту ошибку (нестабильность или пульсации) заметно снизить. С помощью резистора *R1* на базу составного транзистора подается напряжение смещения. Резистор *R3* ограничивает выходной ток ОУ при перегрузке, возникающей в режиме короткого замыкания на выходе.

Конденсатор *C1* обеспечивает устойчивость (отсутствие паразитной генерации), а *C2* способствует снижению уровня фона на выходе.

В нижней части схемы ОУ *D2* создает инвертирование сигнала ошибки с единичным коэффициентом усиления из-за почти 100%-ной ОС, которая реализуется резисторами *R11*, *R4* и составным транзистором *VT2VT4*. Поскольку на

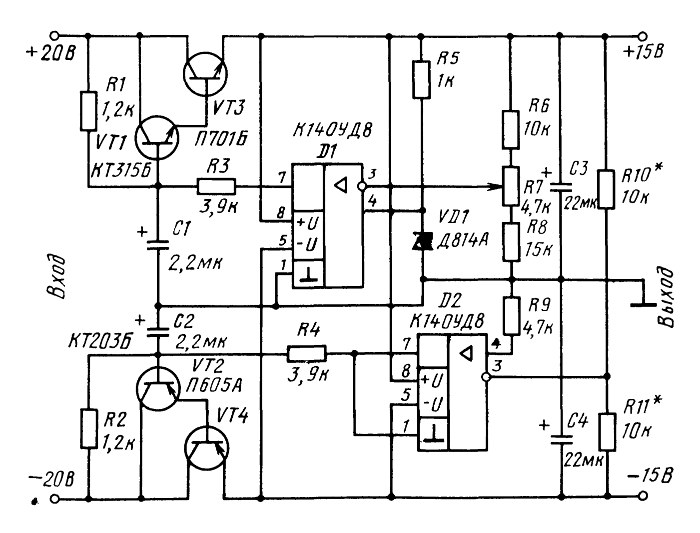


Рис. 9.48. Принципиальная схема стабилизированного блока для питания операционных усилителей

инверсный вход ОУ *D2* поступает только часть стабилизированного напряжения +15 В, то опорные напряжения, существующие на стабилитроне *VD5*, используются и для нижней части схемы блока питания. Благодаря этому обеспечивается стабильность обоих выходных напряжений, а потенциометр *R7* позволяет изменять их уровень.

Соотношение между значениями выходных напряжений (при первоначальной настройке блока питания) определяется соотношением между сопротивлениями резисторов *R10* и *R11*, а также напряжением смещения ОУ *D2*. Для осуществления такой подстройки можно в разрыв цепи *R10R11* ввести потенциометр с сопротивлениями 2 ... 30 кОм с присоединением его движка к инверсному входу *D2*.

Для обеспечения нормального теплового режима транзисторов *VT3VT3* рекомендуется использовать радиаторы.

Рассмотренный блок питания позволяет получить выходное напряжение в пределах ±(12 ... 15) В при максимальном токе нагрузки до 0,5 А.

Приложение. Справочные сведения

Параметр	Обозначение
Коэффициент:	
усиления по напряжению	K_D
ослабления синфазного сигнала	$K_{сф}$
Максимальная амплитуда выходного напряжения	$\pm U_{2m\,max}$
Напряжение:	
источника питания	$\pm U_п$
синфазного сигнала (максимально допустимое)	$U_{сф\,max}$
смещения	$U_{см}$
Разность входных токов	ΔI_1
Скорость нарастания выходного напряжения	V_U
Сопротивление:	
входное	$R_{D\,вх}$
выходное	$R_{D\,вых}$
нагрузки (минимально допустимое)	$R_{2н\,min}$
Температурный дрейф напряжения смещения	$U_{см}/\Delta T$
Ток:	
входной	I_1
потребляемый	$I_п$
Частота:	
единичного усиления	f_1
нуля	f_z
полюса	f_p
при максимальной выходной мощности	f_P

Наряду с электрическими параметрами даются условные графические обозначения ОУ с указанием нумерации выводов и их функционального назначения, приводятся элементы частотной коррекции и установки нуля. В ОУ, не имеющих специальных выводов для установки нуля, регулировка выполняется подачей постоянного напряжения на один из входов. Чаще всего она обеспечивается с помощью потенциометра с ограничительными резисторами, подключаемыми к противоположным выводам источника напряжения питания. Присоединение входа ОУ к движку потенциометра допустимо только посредством включения высокоомного резистора. Электрические параметры ОУ приводятся для температуры окружающей среды 25° С при номинальном режиме питания.

Микросхемы 140УД1, К140УД1. Операционный усилитель общего применения с небольшим коэффициентом усиления. Схема включения приведена на рис. П.1. Рекомендуются следующие значения элементов цепи коррекции:

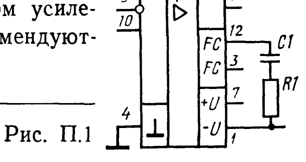


Рис. П.1

K_F	±1	±10	±100
R_1, Ом	75	330	620
C_1, пФ	1000	510	100

Для работы на частотах менее 1 кГц достаточно присоединения конденсатора емкостью 1000 ... 2200 пФ между выводами 3 и 4. Установку нуля на выходе данного ОУ можно осуществить подстроечным резистором сопротивлением 15 кОм, присоединенным к выводам 7 и 12.

Электрические параметры

	140УД1		*К140УД1*		
	А	Б	А	Б	В
K_D	>900	2000	500	1350	8000
f_1, МГц	⩾3	8	3	8	8
$\pm U_п$, В	6,3	12,6	6,3	12,6	12,6
$I_п$, мА	4,2	8	4,2	8	8
$\pm U_{2m\,max}$, В	3,5	8	2,8	5,7	5,7
$U_{см}$, мВ	<7	7	9	9	9
I_1, нА	<5000	8000	7000	9000	9000
ΔI_1, нА	1500	1500	2500	2500	2300
$R_{D\,вх}$, МОм	>0,004	0,004	0,004	0,004	0,004
$R_{D\,вых}$, Ом	<700	700	700	700	700
$U_{см}/\Delta T$, мкВ/град	<20	20	30	30	30
V_U, В/мкс	0,2	0,8	0,2	0,4	0,4
$K_{сф}$, дБ	⩾60	60	60	60	60
$U_{сф\,max}$, В	3	3	3	3	3
$R_{2н\,min}$, кОм	5	5	5	5	5

Микросхемы 140УД2, К140УД2. Операционный усилитель общего применения, среднего класса точности. Схема включения приведена на рис. П.2,*а*. Рекомендуются следующие значения элементов цепи коррекции:

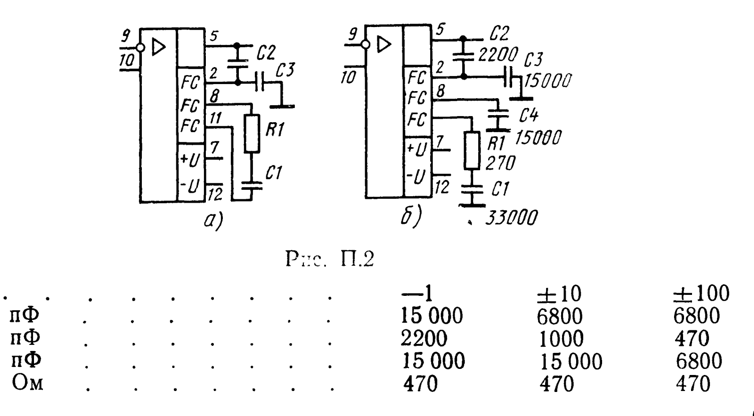


Рис. П.2

K_F	—1	±10	±100
C_1, пФ	15 000	6800	6800
C_2, пФ	2200	1000	470
C_3, пФ	15 000	15 000	6800
R_1, Ом	470	470	470

Для неинвертирующего повторителя следует использовать схему частотной коррекции рис. П.2,*б*. Установку нуля можно осуществить, используя подстроечный резистор с сопротивлением 20 кОм, включенный между выводами 2 и 7, или потенциометр сопротивлением 220 кОм, присоединенный к выводам 8 и 11. Средняя точка этого потенциометра соединяется через резистор 150 кОм с плюсом источника напряжения питания. Дипазон напряжений питания ±(9 ... 18) В.

Электрические параметры

	140УД2	К140УД2 А	К140УД2 Б
K_D	>35 000	35 000	3000
f_1, МГц	⩾1	1	1
$\pm U_п$, В	12,6	12,6	6,3
$I_п$, мА	<8	8	5
$\pm U_{2m\,max}$, В	10	10	3
$U_{см}$, мВ	<5	5	7
I_1, нА	<700	700	700
ΔI_1, нА	<200	200	200
$R_{D\,вх}$, МОм	>0,3	0,3	0,3
$R_{D\,вых}$, Ом	<100	100	100
$U_{см}/\Delta T$, мкВ/град	<20	30	30
V_U, В/мкс	⩾0,2	0,2	0,2
$K_{сф}$, дБ	⩾70	60	60
$U_{сф\,max}$, В	5	6	3
$R_{2н\,min}$, кОм	1	1	1

Микросхемы 140УД5, К140УД5. Операционный усилитель общего применения, среднего класса точности. Имеет высокоомный (выводы 8, 11) и низкоомный (9, 10) входы. Соответственно образуются группы А и Б. При использовании низкоомного входа вывод 8 подсоединяется к выводу 9, а 11 — к 10. Схема включения приведена на рис. П.3,*а*. Рекомендуются следующие значения элементов частотной коррекции:

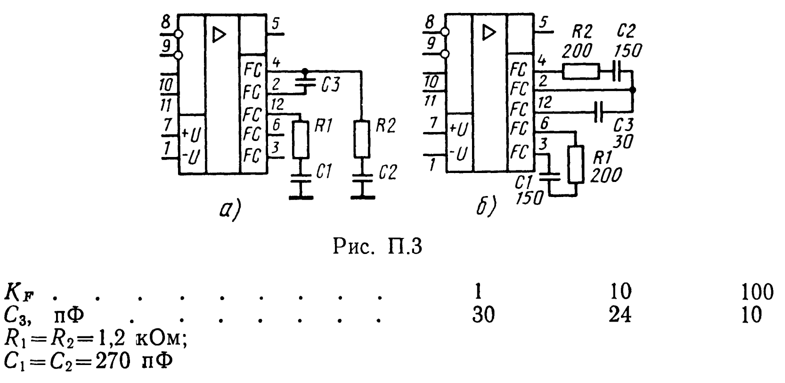


Рис. П.3

K_F	1	10	100
C_3, пФ	30	24	10

$R_1 = R_2 = 1{,}2$ кОм;
$C_1 = C_2 = 270$ пФ

Для неинвертирующего повторителя следует использовать схему включения согласно рис. П.3,*б*. Балансировку нуля можно осуществить, как и в ОУ 140УД2, используя выводы 2 и 7 или включив между выводами 2 и 3 потенциометр с сопротивлением 10 кОм. Средняя точка этого потенциометра соединяется с плюсом источника напряжения питания через резистор с сопротивлением 51 кОм. Диапазон напряжений питания ±(6 ... 13) В.

Электрические параметры

	140УД5 А	140УД5 Б	К140УД5 А	К140УД5 Б
K_D	>1500	2500	500	1000
f_1, МГц	⩾5	10	5	10
$\pm U_п$, В	12	12	12	12
$I_п$, мА	<10	10	12	12
$\pm U_{2m\ max}$, В	6	6	6,5	6,5
$U_{см}$, мВ	<8	5	10	5
I_1, нА	<1100	6000	5000	10 000
ΔI_1 нА	<300	1800	1000	5000
$R_{D\ вх}$, МОм	<0.06	0,004	0,05	0,003
$R_{D\ вых}$, Ом	<700	700	700	700
$U_{см}/\Delta T$, мкВ/град	<45	6	35	10
V_U, В/мкс	⩾3	6	6	6
$K_{сф}$, дБ	⩾50	60	50	60
$U_{сф\ max}$, В	6	6	6	6
$R_{2D\ min}$, кОм	5	5	5	5

Микросхемы 140УД6, К140УД6. Прецизионный ОУ общего применения с внутренней частотной коррекцией. Диапазон напряжений питания ±(5 ... 20) В. Схема включения приведена на рис. П.4.

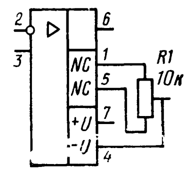


Рис. П.4

Электрические параметры

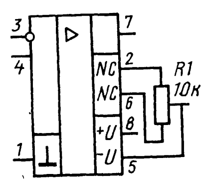
	140УД6 А	140УД6 Б	К140УД6
K_D	>70 000	50 000	30 000
f_1, МГц	>1	1	1
$\pm U_п$, В	15	15	15
$I_п$, мА	<2,8	2,8	2,8
$\pm U_{2m\ max}$, В	12	12	11
$U_{см}$, мВ	<5	8	10
I_1, нА	<30	50	100
ΔI_1, нА	<10	15	25
$R_{D\ вх}$, МОм	>2	1	1
$R_{D\ вых}$, Ом	<150	150	150
$U_{см}/\Delta T$, мкВ/град	<20	20	20
V_U, В/мкс	⩾2,5	2	2
$K_{сф}$, дБ	⩾70	70	70
$U_{сф\ max}$, В	15	15	15
$R_{2н\ min}$, кОм	1	1	1

Микросхемы 140УД7, К140УД7. Операционный усилитель среднего класса точности с внутренней частотной коррекцией. Подсоединение конденсатора емкостью 68 пФ между выводами 2 и 8 при инверсном включении увеличивает скорость нарастания выходного напряжения до 20 В/мкс. Схема включения соответствует рис. П.4. Диапазон напряжений питания ±(5 ... 20) В.

Электрические параметры

	140УД7	К140УД7
K_D	>50 000	30 000
f_1, МГц	>0,8	0,8
$\pm U_п$, В	15	15

$I_п$, мА	<2,8	2,8
$\pm U_{2m\ max}$, В	11,5	10,5
$U_{см}$, мВ	4	9
I_1, нА	<200	400
ΔI_1, нА	<50	200
$R_{D\ вх}$, МОм	>0,4	0,4
$R_{D\ вых}$, Ом	<150	200
$U_{см}/\Delta T$, мкВ/град	<6	10
V_U, В/мкс	⩾0,7	0,3
$K_{сф}$, дБ	⩾70	70
$U_{сф\ max}$, В	15	15
$R_{2н\ min}$, кОм	2	2

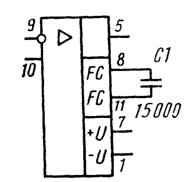


Микросхемы 140УД8, К140УД8. Операционный усилитель общего применения среднего класса точности с полевыми транзисторами на входе. Частотная коррекция внутренняя. Схема включения приведена на рис. П.5

Рис. П.5

Электрические параметры

	140УД8		К140УД8		
	А	Б	А	Б	В
K_D	>50 000	50 000	50 000	20 000	10 000
f_1, МГц	⩾1	1	1	1	1
$\pm U_п$, В	15	15	15	15	15
$I_п$, мА	<5	5	5	5	5
$\pm U_{2m\ max}$, В	10	10	10	10	10
$U_{см}$, мВ	<20	100	50	100	100
I_1, нА	<0,2	0,2	0,2	1	1,2
ΔI_1, нА	<0,15	0,15	0,15	0,15	0,15
$R_{D\ вх}$, МОм	>20	20	10	10	10
$R_{D\ вых}$, Ом	<200	200	200	200	200
$U_{см}/\Delta T$, мкВ/град . .	<50	100	100	100	100
V_U, В/мкс	⩾5	5	2	5	2
$K_{сф}$, дБ	⩾80	80	70	70	60
$U_{сф\ max}$, В	10	10	10	10	10
$R_{2н\ min}$, кОм	2	2	2	2	2



Микросхема 140УД9. Операционный усилитель среднего класса точности. Диапазон напряжений питания ±(9 ... 18) В. Схема включения приведена на рис. П.6.

Рис. П.6

Электрические параметры

K_D	>35 000	$R_{D\ вх}$, МОм . . .	>0,3
f_1, МГц	⩾1	$R_{D\ вых}$, Ом . . .	<150
$\pm U_п$, В	12,6	$U_{см}/\Delta T$, мкВ/град .	<20
$I_п$, мА	<8	V_U, В/мкс . . .	⩾0,2
$\pm U_{2m\ max}$, В . . .	10	$K_{сф}$, дБ	⩾80
$U_{см}$, мВ	<5	$U_{сф\ max}$, В . . .	7
I_1, нА	<350	$R_{2н\ min}$, кОм . . .	1
ΔI_1, нА	<100		

Микросхемы 140УД10, 140УД11, К140УД11. Быстродействующие ОУ широкого применения. Схема включения приведена на рис П7.

Рис П7

Электрические параметры

	140УД10	*140УД11*	*К140УД11*
K_D	$>50\,000$	50 000	25 000
f_1, МГц	>15	15	15
$\pm U_п$, В	15	15	15
$I_п$, мА	<10	8	10
$\pm U_{2m\,max}$, В	12	12	12
$U_{см}$, мВ	<4	4	10
I_1, нА	<500	50	500
ΔI_1, нА	<150	10	200
$R_{D\,вх}$, МОм	$>0{,}4$	0,4	0,4
$R_{D\,вых}$, Ом	<150	50	150
$U_{см}/\Delta T$, мкВ/град	<50	50	50
V_U, В/мкс	$\geqslant 30$	30	+50, —20
$K_{сф}$, дБ	$\geqslant 70$	30	10
$U_{сф\,max}$, В	6	6	6
$R_{2н\,min}$, кОм	2	2	2

Микросхемы 140УД12, К140УД12. Микромощный ОУ, режим которого определяется током смещения $I_{см}$ внутреннего стабилизатора с помощью внешнего резистора $R_{упр}$, причем $I_{см} = (2U_п—0{,}7)/R_{упр}$. Диапазон напряжений питания $\pm(1{,}5 \ldots 18)$ В. Частотная коррекция внутренняя. Схема включения приведена на рис. П.8.

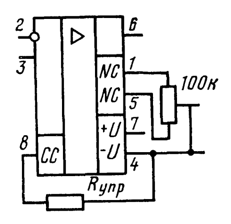


Рис. П.8

Электрические параметры

	140УД12		*К140УД12*	
	$I_{упр}$= =1,5 мкА,	$I_{упр}$= =15 мкА	$I_{упр}$= =1,5 мкА	$I_{упр}$= =15 мкА
K_D	$>50\,000$	100 000	25 000	50 000
f_1, МГц	$\geqslant 0{,}3$	1	0,2	1
$\pm U_п$, В	3	15	3	15
$I_п$, мА	$<0{,}03$	0,17	0,03	0,17
$\pm U_{2m\,max}$, В	2	12	2	10
$U_{см}$, мВ	<5	5	6	6
I_1, нА	$<7{,}5$	50	10	50
ΔI_1, нА	<3	15	6	28
$R_{D\,вх}$, МОм	>50	5	50	5
$R_{D\,вых}$, Ом	<5000	1000	5000	1000
$U_{см}/\Delta T$, мкВ/град	<3	5	5	6
V_U, В/мкс	$\geqslant 0{,}1$	0,8	0,1	0,8
$K_{сф}$, дБ	$\geqslant 70$	70	70	70
$U_{сф\,max}$, В	1,2	12	1,2	12
$R_{2н\,min}$, кОм	5	5	5	5

Микросхема 140УД13. Операционный усилитель на МОП-транзисторах представляет собой предусилитель постоянного тока типа МДМ. Частотная коррекция внутренняя. Схема включения приведена на рис. 9.23. Верхняя граничная частота $f_{\text{в}\sqrt{2}}$ определяется частотой мультивибратора. Рекомендуются следующие значения внешних элементов:

$f_{\text{в}\sqrt{2}}$, кГц	1	3	10	30
C_1, пФ	2400	750	240	75
C_2, мкФ	0,1	0,03	0,01	0,003
C_3, мкФ	0,15	0,047	0,015	0,0047

Электрические параметры

K_D	>10	$R_{D\,\text{вх}}$, МОм	>50
f_1, МГц	⩾0,006	$R_{D\,\text{вых}}$, Ом	<10 000
$\pm U_{\text{п}}$, В	15	$U_{\text{см}}/\Delta T$, мкВ/град	<0,5
$I_{\text{п}}$, мА	<2	V_U, В/мкс	—
$\pm U_{2m\,\max}$, В	1	$K_{\text{сф}}$, дБ	⩾110
$U_{\text{см}}$, мВ	<0,05	$U_{\text{сф}\,\max}$, В	10
I_1, нА	<0,5	$R_{2\text{н}\,\min}$, кОм	100
ΔI_1, нА	<0,2		

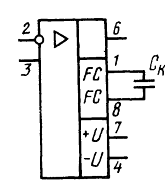


Рис. П.9

Микросхема 140УД14. Прецизионный ОУ с малым напряжением смещения и низким температурным дрейфом, что позволяет в большинстве случаев исключить регулировку нуля. Схема включения приведена на рис. П.9. Емкость корректирующего конденсатора $C_{\text{к}}=30/K_F$, пФ; для $K_F>10$ $C_{\text{н}}=30$ пФ. При необходимости балансировка нуля может быть выполнена с помощью потенциометра, который включается между плюсом источника напряжения питания и общим проводом. Средняя точка потенциометра через резистор сопротивлением 2 МОм подключается к выводу 1. Диапазон напряжений питания ±(5 ... 18) В.

Электрические параметры 140УД14

	А	Б	В
K_D	>50 000	50 000	20 000
f_1, МГц	⩾0,5	0,5	0,5
$\pm U_{\text{п}}$, В	15	15	15
$I_{\text{п}}$, мА	<0,6	0,6	0,6
$\pm U_{2m\,\max}$, В	10	10	10
$U_{\text{см}}$, мВ	<2	2	2
I_1, нА	<2	2	2
ΔI_1, нА	<0,2	0,2	0,2
$R_{D\,\text{вх}}$, МОм	>30	30	30
$R_{D\,\text{вых}}$, Ом	<300	300	300
$U_{\text{см}}/\Delta T$, мкВ/град	<15	20	30
V_U, В/мкс	⩾0,2	0,2	0,2
$K_{\text{сф}}$, дБ	⩾85	85	85
$U_{\text{сф}\,\max}$, В	6	6	6
$R_{2\text{н}\,\min}$, кОм	1	1	1

Микросхема К140УД17. Прецизионный ОУ с малым напряжением смещения и высоким коэффициентом усиления. Частотная коррекция внутренняя. Может работать в диапазоне напряжений питания ±(3 ... 18) В. Типовая схема включения приведена на рис. П.10.

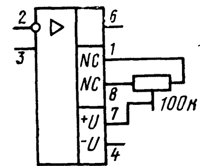


Рис. П.10

Электрические параметры

	К140УД17 А	К140УД17 Б
K_D	>200 000	120 000
f_1, МГц	⩾0,4	0,4
$\pm U_п$, В	15	15
$I_п$, мА	5	5
$\pm U_{2m\,max}$, В	10	10
$U_{см}$, мВ	<0,08	0,15
I_1, нА	<4	12
ΔI_1, нА	<3	5
$R_{D\,вх}$, МОм	—	
$R_{D\,вых}$, Ом	—	
$U_{см}/\Delta T$, мкВ/град	<1,3	1,5
V_U, В/мкс	⩾0,1	0,1
$K_{сф}$, дБ	⩾100	100
$U_{сф\,max}$, В	15	15
$R_{2н\,min}$, кОм	2	2

Микросхема КР140УД18. Операционный усилитель широкого применения с полевыми транзисторами на входе. Частотная коррекция внутренняя. Диапазон напряжений питания ±(6 ... 18) В. Схема включения показана на рис. П.4.

Электрические параметры

K_D	25 000	$R_{D\,вх}$, МОм	—
f_1, МГц	2,5	$R_{D\,вых}$, Ом	—
$\pm U_п$, В	15	$U_{см}/\Delta T$, мкВ/град	—
$I_п$, мА	—	V_U, В/мкс	5
$\pm U_{2m\,max}$, В	11	$K_{сф}$, дБ	80
$U_{см}$, мВ	10	$U_{сф\,max}$, В	16
I_1, нА	0,2	$R_{2н\,min}$, кОм	2
ΔI_1, нА	0,2		

Микросхема К140УД20. Два ОУ на одном кристалле. Каждый усилитель по своим электрическим характеристикам и принципиальной схеме идентичен ОУ типа К140УД7. Схема включения приведена на рис. П.11. Вывод 4 — общий для обоих ОУ.

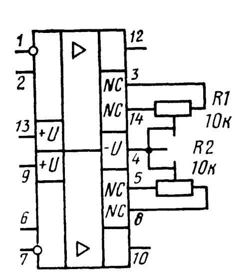


Рис. П.11

СЕРИЯ 153

Микросхемы 153УД1, К153УД1. Операционный усилитель среднего класса точности общего применения. Схема включения приведена на рис. П.12. Диапазон напряжений питания ± (9 ... ± 18) В. Установку нуля можно выполнить также с помощью подстроечного резистора, включенного последовательно с ограничительным резистором. Эти резисторы подключаются между выводами 8 и 7 или 4 и 5, каждый сопротивлением 5,1 кОм. Рекомендуются следующие значения элементов частотной коррекции:

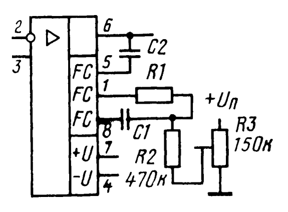
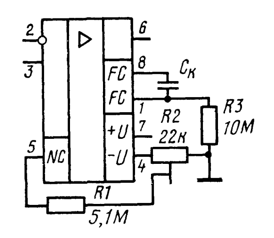


Рис. П.12

K_F	±1	±10	±100
R_1, кОм	1,5	1,5	0
C_1, пФ	5100	510	10
C_2, пФ	220	20	3

Электрические параметры

	153УД1	К153УД1	
		А	Б
K_D	>20 000	15 000	10 000
f_1, МГц	⩾1	1	1
$\pm U_п$, В	15	15	15
$I_п$, мА	<6	6	6
$\pm U_{2m\,max}$, В	10	10	9
$U_{см}$, мВ	<5	7,5	7,5
I_1, нА	<600	1500	2000
ΔI_1, нА	<250	500	600
$R_{D\,вх}$, МОм	>0,2	0,2	0,2
$R_{D\,вых}$, Ом	<200	200	200
$U_{см}/\Delta T$, мкВ/град	<30	30	30
V_U, В/мкс	⩾0,2	0,2	0,2
$K_{сф}$, дБ	⩾70	70	70
$U_{сф\,max}$, В	8	8	8
$R_{2н\,min}$, кОм	2	2	2



Микросхемы 153УД2, К153УД2. Операционный усилитель среднего класса точности. Схема включения приведена на рис. П.13. Емкость корректирующего конденсатора $C_к=30/K_F$, пФ; для $K_F>10$ $C_к=3$ пФ. Диапазон напряжений питания ±(5 ... 18) В.

Рис. П.13

Электрические параметры

	153УД2	К153УД2
K_D	>50 000	25 000
f_1, МГц	⩾1	1
$\pm U_п$, В	15	15
$I_п$, мА	<3	3
$\pm U_{2m\,max}$, В	11	10
$U_{см}$, мВ	<5	7,5
I_1, нА	<500	1500
ΔI_1, нА	<200	500
$R_{D\,вх}$, МОм	>0,3	0,3
$R_{D\,вых}$, Ом	<300	300
$U_{см}/\Delta T$, мкВ/град	<30	30
V_U, В/мкс	⩾0,5	0,5
$K_{сф}$, дБ	⩾70	70
$U_{сф\,max}$, В	12	12
$R_{2н\,min}$, кОм	2	2

Микроструктура 153УД3. Операционный усилитель среднего класса точности. Схема включения показана на рис. П.12. Диапазон напряжений питания ±(9 ... 18) В. Рекомендуются следующие значения элементов коррекции:

K_F	±1	±10	±100
R_1, кОм	1,5	1,5	0
C_1, пФ	5100	510	10
C_2, пФ	220	20	3

Электрические параметры

K_D	$>25\,000$	$R_{D\ вх}$, МОм	$>0{,}4$
f_1, МГц	$\geqslant 1$	$R_{D\ вых}$, Ом	<200
$\pm U_п$, В	15	$U_{см}/\Delta T$, мкВ/град	<15
$I_п$, мА	$<3{,}6$	V_U, В/мкс	$\geqslant 0{,}2$
$\pm U_{2m\ max}$, В	11	$K_{сф}$, дБ	$\geqslant 80$
$U_{см}$, мВ	<2	$U_{сф\ max}$, В	8
I_1, нА	<200	$R_{2н\ min}$, кОм	2
ΔI_1, нА	<50		

Микросхема 153УД4. Микромощный ОУ. Схема включения приведена на рис. П.14. Диапазон напряжений питания $\pm(3 \ldots 7)$ В. Емкости корректирующих конденсаторов $C_1=51/K_F$, $C_2=150/K_F$, пФ; для $K_F>10$ $C_1=5{,}1$ пФ, $C_2=15$ пФ.

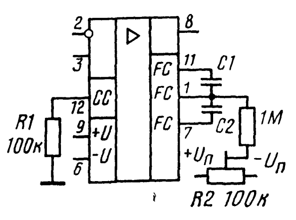


Рис. П.14

Электрические параметры

K_D	>5000	$R_{D\ вх}$, МОм	$>0{,}2$
f_1, МГц	$\geqslant 0{,}7$	$R_{D\ вых}$, Ом	<1000
$\pm U_п$, В	6	$U_{см}/\Delta T$, мкВ/град	<50
$I_п$, мА	$<0{,}8$	V_U, В/мкс	$\geqslant 0{,}1$
$\pm U_{2m\ max}$, В	4	$K_{сф}$, дБ	$\geqslant 70$
$U_{см}$, мВ	<5	$U_{сф\ max}$, В	5
I_1, нА	<400	$R_{2н\ min}$, кОм	5
ΔI_1, нА	<150		

Микросхема 153УД5. Прецизионный ОУ с малыми напряжениями смещения, дрейфа, шума и высоким коэффициентом усиления. Схема включения приведена на рис. П.15. Диапазон напряжений питания $\pm(5...16)$ В. Рекомендуются следующие значения элементов коррекции:

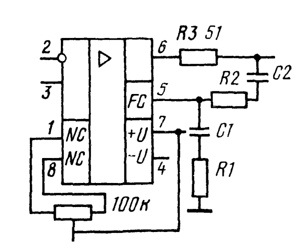


Рис. П.15

K_F	± 1	± 10	± 100
R_1, Ом	10	27	47
C_1, мкФ	0,05	0,05	0,01
R_2, Ом	39	270	—
C_2, пФ	20 000	1500	—

Электрические параметры

	153УД5 А	Б
K_D	$>125\,000$	100 000
f_1, МГц	$\geqslant 0{,}3$	0,3
$\pm U_п$, В	15	15
$I_п$, мА	$<3{,}5$	3,5
$\pm U_{2m\ max}$, В	10	10
$U_{см}$, мВ	$<2{,}5$	2,5
I_1, нА	<100	100
ΔI_1, нА	<20	20
$R_{D\ вх}$, МОм	>1	1
$R_{D\ вых}$, Ом	<150	150

$U_{см}/\Delta T$, мкВ/град	<5	10
V_U, В/мкс	$\geqslant 0{,}005$	0,005
$K_{сф}$, дБ	$\geqslant 100$	100
$U_{сф\ max}$, В	13,5	13,5
$R_{2н\ min}$, кОм	2	2

Микросхема 153УД6. Операционный усилитель среднего класса точности. Схема включения изображена на рис. П.13. Диапазон напряжений питания ±(5...18) В. Емкость корректирующего конденсатора $C_к=30/K_F$, пФ; для $K_F>10$ $C_к=3$ пФ.

Электрические параметры

K_D	$>50\,000$	$R_{D\ вх}$, МОм . . .	$>0{,}3$
f_1, МГц	$\geqslant 0{,}7$	$R_{D\ вых}$, Ом . . .	<200
$\pm U_п$, В	15	$U_{см}/\Delta T$, мкВ/град .	<15
$I_п$, мА	<3	V_U, В/мкс . . .	$\geqslant 0{,}5$
$\pm U_{2m\ max}$, В . . .	10	$K_{сф}$, дБ	$\geqslant 80$
$U_{см}$, мВ	<2	$U_{сф\ max}$, В . . .	12
I_1, нА	<75	$R_{2н\ min}$, кОм . . .	2
ΔI_1, нА	<10		

СЕРИЯ 154

Микросхема 154УД1. Микромощный, быстродействующий ОУ на комплементарных транзисторах. Частотная коррекция внутренняя. Схема включения приведена на рис. П.16. Диапазон напряжения питания ±(4...18) В.

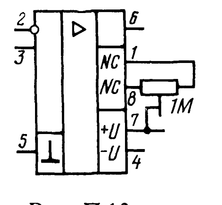


Рис. П.16

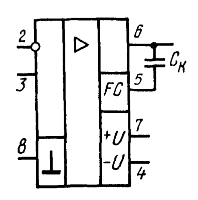


Рис. П.17

Микросхема 154УД2. Быстродействующий ОУ с временем установления выходного напряжения 5 мкс. Схема включения показана на рис. П.17. Емкость корректирующего конденсатора 3...30 пФ.

Микросхема 154УД3. Быстродействующий ОУ с временем установления выходного напряжения 0,5 мкс. Схема включения приведена на рис. П.18. Емкость корректирующего конденсатора 3...30 пФ. Диапазон напряжений питания ±(5...18) В.

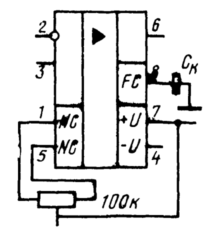


Рис. П.18

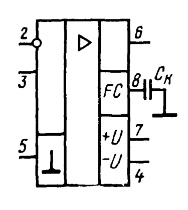


Рис. П.19

Микросхема 154УД4. Быстродействующий ОУ с чрезвычайно большой скоростью нарастания и малым временем установления, равным 0,6 мкс. Схема включения приведена на рис. П.19 Емкость корректирующего конденсатора $C_к = 30/K_F$, пФ; для $K_F < 3$ $C_к = 10$ пФ. Диапазон напряжений питания ± (5...17) В.

Электрические параметры

	154УД1	154УД2	154УД3	154УД4
K_D	>200 000	10 000	8000	10 000
f_1, МГц	⩾1	15	15	30
$\pm U_п$, В	15	15	15	15
$I_п$, мА	0,12	6	7	6
$\pm U_{2m\,max}$, В	12	10	9,5	10
$U_{см}$, мВ	<3	2	9	5
I_1, нА	<20	100	225	1500
ΔI_1, нА	<10	20	30	500
$R_{D\,вх}$, МОм	>1	0,5	1	1
$R_{D\,вых}$, Ом	<300	300	300	300
$U_{см}/\Delta T$, мкВ/град	<30	20	30	50
V_U, В/мкс	⩾10	+150, —75	80	400
$K_{сф}$, дБ	⩾80	70	90	70
$U_{сф\,max}$, В	10	10	10	10
$R_{2н\,min}$, кОм	2	2	2	2

СЕРИЯ 157

Микросхема К157УД1. Мощный ОУ, разработанный для применения в аппаратуре магнитной записи и воспроизведения звука. Рассеиваемая мощность в интервале температур —25 ... +25°С равна 0,5 Вт, с внешним теплоотводом — 1 Вт, выходной ток до 1 А. Схема включения приведена на рис. П.20. Емкость корректирующего конденсатора $C_к = 33...300$ пФ, наибольшее значение соответствует полной частотной коррекции. Диапазон напряжений питания ± (3...20) В.

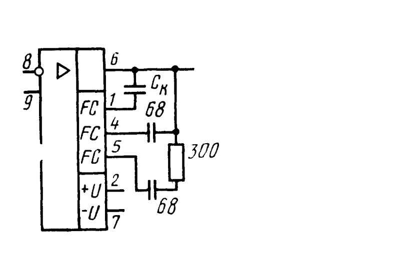


Рис. П.20

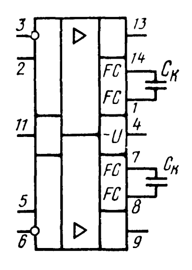


Рис. П.21

Микросхема К157УД2. Два ОУ универсального назначения на одном кристалле, обладающие низким уровнем собственных шумов (типовое значение напряжения шумов, приведенных ко входу, составляет 1,6 мкВ в полосе частот 20...20 000 Гц при сопротивлении источника сигнала, равном нулю) и коэффициентом гармоник $K_г = 1\%$. Допустимый выходной ток 45 мА. Схема включения приведена на рис. П.21. Емкость корректирующего конденсатора $C_к = 0...30$ пФ. Диапазон напряжений питания ± (3...18) В.

Электрические параметры

	К157УД1	К157УД2
K_D	>50 000	50 000
f_1, МГц	⩾0,5	1
$\pm U_п$, В	15	15
$I_п$, мА	<9	7
$\pm U_{2m\ max}$, В	12	13
$U_{см}$, мВ	<5	10
I_1, нА	<500	500
ΔI_1, нА	<150	150
$R_{D\ вх}$, МОм	>1	0,5
$R_{D\ вых}$, Ом	20	200
$U_{см}/\Delta T$, мкВ/град	<50	50
V_U, В/мкс	⩾0,5	0,5
$K_{сф}$, дБ	⩾70	70
$U_{сф\ max}$, В	20	18
$R_{2н\ min}$, кОм	0,04	2

СЕРИЯ 544

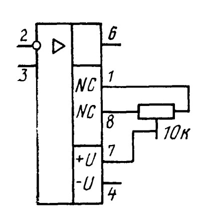


Рис. П.22

Микросхемы 544УД1, К544УД1 (КР544УД1). Операционный усилитель общего назначения с полевыми транзисторами на входе обладает низким уровнем шумов (напряжение входных шумов в полосе 0,1 ... 10 Гц составляет 5 ... 10 мкВ). Частотная коррекция — внутренняя. Схема включения приведена на рис. П.22. Операционные усилители КР544УД1, А, Б, изготовленные в пластмассовом корпусе, имеют равноценные или лучшие характеристики. Нумерация выводов совпадает.

Электрические параметры

	544УД1		К544УД1		
	А	Б, В	А	Б	В
K_D	>50 000	20 000	50 000	20 000	20 000
f_1, *МГц*	>1	1	1	1	1
$\pm U_п$, В	15	15	15	15	15
$I_п$, мА	3,5	3,5	3,5	3,5	3,5
$\pm U_{2m\ max}$, В	10	10	10	10	10
$U_{см}$, мВ	<15	50	30	50	50
I_1, нА	0,15	1	0,15	1	1
ΔI_1, нА	<0,05	0,5	0,15	1	1
$R_{Dвх}$, МОм	>10	10	10	10	10
$R_{D\ вых}$, Ом	<200	200	200	200	200
$U_{см}/\Delta T$. мкВ/град	20	50	30	100	10
V_U, В/мкс	⩾10	10	2	2	5
$K_{сф}$, дБ	80	80	64	64	64
$U_{сф\ max}$, В	10	10	10	10	10
$R_{2н\ min}$, кОм	2	2	2	2	2

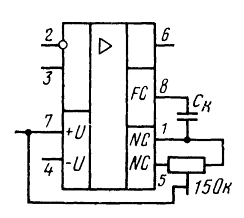


Рис. П.23

Микросхемы 544УД2, К544УД2 (КР544УД2). Широкополосный ОУ с полевыми транзисторами на входе и низким уровнем шума. Схема включения показана на рис. П.23. Емкость корректирующего конденсатора $C_к$=1...51 пФ. При замыкании выводов 1 и 8 вступает в действие внутренняя коррекция. Операционные усилители КР544УД2А, Б, В имеют равноценные или лучшие характеристики. Нумерация выводов совпадает.

Электрические параметры

	544УД2		К544УД2		
	А	Б	А	Б	В
K_D	>20 000	10 000	20 000	10 000	20 000
f_1, МГц	⩾15	15	15	15	15
$\pm U_п$, В	15	15	15	15	15
$I_п$, мА	<7	7	7	7	7
$\pm U_{2m\,max}$, В	10	10	10	10	10
$U_{см}$, мВ	<30	50	30	50	50
I_1, нА	<0,1	0,5	0,1	0,5	1
ΔI_1, нА	<0,1	0,5	0,1	0,5	1
$R_{D\,вх}$, МОм	>10	10	10	10	10
$R_{D\,вых}$, Ом	<200	200	200	200	200
$U_{см}/\Delta T$, мкВ/град	<50	100	50	100	100
V_U, В/мкс	⩾20	20	20	20	10
$K_{сф}$, дБ	⩾70	70	70	70	70
$U_{сф\,max}$, В	10	10	10	10	10
$R_{2н\,min}$, кОм	2	2	2	2	2

СЕРИЯ 551

Микросхема К551УД1. Малошумящий ОУ широкого применения с большим коэффициентом усиления. Схема включения показана на рис. П.15. Рекомендуемые значения элементов коррекции совпадают с приведенными для ОУ 153УД5.

Микросхема КМ551УД1. Операционный усилитель представляет собой вариант схемы ОУ К153УД5 в пластмассовом корпусе.

Микросхема КМ551УД2. Два ОУ на одном кристалле по многим характеристикам близки к ОУ К140УД7. Схема включения приведена на рис. П.24. Номера выводов одного из усилителей заключены в скобки. Рекомендуются следующие значения элементов коррекции:

Рис. П.24

K_F	±1	±10	±100
R_1, Ом	4,7	33	150
C_1, нФ	100	10	1
C_2, пФ	10	4,3	—

Электрические параметры

	К551УД1		КМ551УД2	
	А	Б	А	Б
K_D	>500 000	250 000	5000	5000
f_1, МГц	⩾0,8	0,8	0,8	0,8
$\pm U_п$, В	15	15	15	15
$I_п$, мА	<5	5	10	10
$\pm U_{2m\,max}$, В	10	10	11,5	11,5
$U_{см}$, мВ	<1,5	2,5	5	5
I_1, нА	<100	125	400	400
ΔI_1, нА	<20	35	200	200
$R_{D\,вх}$, МОм	>1	1	0,5	0,5
$R_{D\,вых}$, Ом	<150	150	150	150
$U_{см}/\Delta T$, мкВ/град	<5	10	10	10
V_U, В/мкс	⩾0,2	0,2	0,2	0,2
$K_{сф}$, дБ	⩾60	60	60	60
$U_{сф\,max}$, В	13,5	13,5	4	8
$R_{2н\,min}$, кОм	2	2	2	2

СЕРИЯ 553

Микросхема К553УД1. Операционный усилитель общего назначения. Типовая схема включения приведена на рис. П.25. Минимальные значения емкостей конденсаторов C_1 и C_2 соответственно равны 10 и 3 пФ.

Микросхема К553УД2. Операционный усилитель общего назначения. Схема включения изображена на рис. П.26,*а*. Устройство (рис. П.26,*б*) формирует АЧХ с наклоном —40 дБ/дек при больших значениях коэффициентов усиления и —20 дБ/дек при малых.

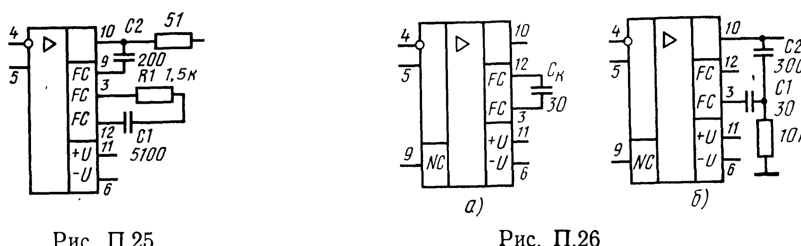


Рис. П.25

Рис. П.26

Электрические параметры

	К553УД1 А	К553УД1 Б	К553УД2
K_D	>15 000	25 000	20 000
f_1, МГц	>1	1	1
$\pm U_п$, В	15	15	15
$I_п$, мА	<6	3,6	6
$\pm U_{2m\,max}$, В	10	10	10
$U_{см}$, мВ	<7,5	2	7,5
I_1, нА	<1,5	0,2	1,5
ΔI_1, нА	<0,5	0,05	0,5
$R_{D\,вх}$, МОм	>0,5	0,5	0,3
$R_{D\,вых}$, Ом	<150	150	300
$U_{см}/\Delta T$, мкВ/град	<20	20	20
V_U, В/мкс	≥0,2	0,2	0,5
$K_{сф}$, дБ	≥65	80	70
$U_{сф\,max}$, В	8	8	12
$R_{2н\,min}$, кОм	2	2	2

СЕРИЯ 574

Микросхемы 574УД1, К574УД1. Быстродействующий ОУ с высоким входным сопротивлением — результат значительного улучшения динамических характеристик ОУ К140УД8. Схема включения приведена на рис. П.27,*а*, *б*, где показано два варианта выполнения цепей балансировки нуля.

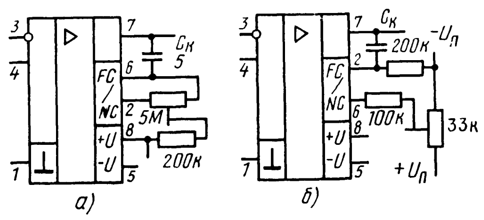


Рис. П.27

Электрические параметры

	574УД1 А	574УД1 Б	К574УД1 А	К574УД1 Б	К574УД1 В
K_D	>50 000	50 000	20 000	50 000	10 000
f_1, МГц	⩾10	10	10	10	10
$\pm U_п$, В	15	15	15	15	15
$I_п$, мА	<8	8	8	8	8
$\pm U_{2m\,max}$, В	10	10	10	10	10
$U_{см}$, мВ	<50	25	50	50	100
I_1, нА	<0,5	0,5	0,5	0,5	1
ΔI_1, нА	<0,2	0,2	0,2	0,2	0,2
$R_{D\,вх}$, МОм	10 000	10 000	10 000	10 000	10 000
$R_{D\,вых}$, Ом	<200	200	200	200	200
$U_{см}/\Delta T$, мкВ/град	<100	50	100	50	100
V_U, В/мкс	⩾90	90	90	90	90
$K_{сф}$, дБ	⩾80	80	80	80	80
$U_{сф\,max}$, В	30	30	30	30	30
$R_{2н\,min}$, кОм	2	2	2	2	2

Микросхема К574УД2 (КР574УД2). Микросхема содержит два ОУ на одном кристалле. Входной каскад выполнен на полевых транзисторах. Операционные усилители этого типа обладают большой скоростью нарастания, высоким коэффициентом усиления и низким уровнем шума (спектральная плотность белого шума составляет 60 нВ/$\sqrt{Гц}$, граничная частота избыточных шумов 1 кГц). Схема включения приведена на рис. П.28. Элементы частотной коррекции (последовательная RC-цепь) включаются между входами ОУ. Микросхема КР574УД2 имеет аналогичные параметры. Нумерация выводов показана рис. П.28 в прямых скобках.

Микросхема К574УД3 (КР574УД3). Быстродействующий малошумящий ОУ с полевыми транзисторами на входе. Обладает большим коэффициентом усиления и малым уровнем шума (спектральная плотность белого шума составляет 18 нВ/$\sqrt{Гц}$, граничная частота избыточных шумов 4 кГц). Диапазон напряжения питания ±(5...16,5) В. Схема включения в режиме неинвертирующего повторителя изображена на рис. П.29. В общем случае частотная коррекция осуществляется конденсатором емкостью 2,7 пФ, который подключается между выводами 2 и 6. Элементы балансировки нуля можно присоединить к тем же выводам. Микросхема КР574УД3 имеет аналогичные параметры. Нумерация выводов показана на рис. П.29 в прямых скобках.



Рис. П.28 Рис. П.29

Электрические параметры

	К574УД2 А	К574УД2 Б	К574УД3
K_D	>100 000	100 000	100 000
f_1, МГц	>3	3,5	15

$\pm U_{п}$, В	15	15	15
$I_{п}$, мА	<4	6	3,5
$\pm U_{2m\ max}$, В	10	10	13,5
$U_{см}$, мВ	<25	25	8
I_{1}, нА	$<0{,}3$	0,3	0,3
ΔI_{1}, нА	$<0{,}1$	0,1	0,05
$R_{D\ вх}$, МОм	>1000	1000	1000
$R_{D\ вых}$, Ом	<100	100	100
$U_{см}/\Delta T$, мкВ/град.	<30	30	5
V_{U}, В/мкс	$\geqslant 15$	25	20
$K_{сф}$, дБ	$\geqslant 80$	80	80
$U_{сф\ max}$, В	10	10	10
$R_{2н\ min}$, кОм	10	10	10

СЕРИЯ 710

Микросхема 710УД1. Бескорпусный вариант маломощного ОУ типа 153УД4. Схема включения приведена на рис. П.14.

СЕРИЯ 740

Микросхема К740УД1. Бескорпусный аналог ИС К153УД1.

Микросхемы 740УД3, К740УД3. Бескорпусный аналог ИС К140УД1.

Микросхемы 740УД4-1, К740УД4-1. Бескорпусный аналог ИС 140УД6.

Микросхема 740УД5-1. Бескорпусный аналог ИС 153УД2.

СЕРИЯ 1401

Микросхемы К1401УД1, К1401УД2. Микросхемы содержат по четыре ОУ, работающих от общих шин питания при напряжениях 4...15 В. Схема размещения отдельных ОУ приведена на рис. П.30.

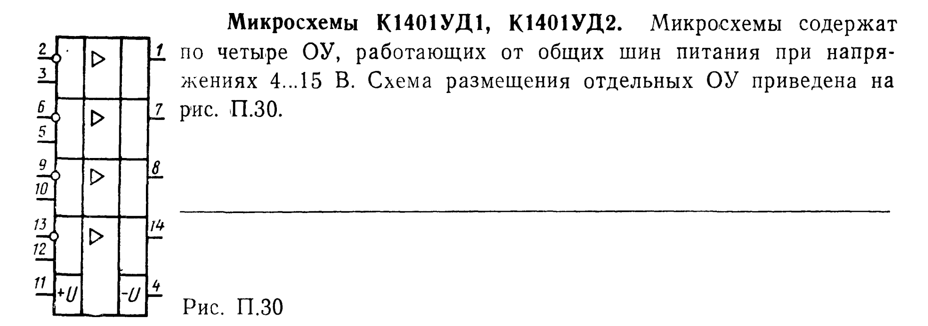


Рис. П.30

Электрические параметры

	К1401УД1	К1401УД2 А	К1401УД2 Б
K_{D}	>2000	50 000	25 000
f_{1}, МГц	$\geqslant 2{,}5$	—	—
$I_{п}$, мА	$<8{,}5$	3	2
$\pm U_{2m\ max}$, В	12,5	12	3
$U_{см}$, мВ	—	<5	7,5
$U_{см}/\Delta T$, мкВ/град.	—	<30	30
I_{1}, нА	—	<150	150
ΔI_{1}, нА	—	<30	60
V_{U}, В/мкс	$\geqslant 0{,}5$	—	—
$K_{сф}$, дБ	$\geqslant 70$	70	70

Микросхема К1407УД1. Малошумящий широкополосный ОУ предназначен для работы с низкоомным источником сигналов (до 1 кОм), относится к классу управляемых. Имеется возможность регулировки тока управления от 250 мкА до 1 мА. Диапазон напряжений питания ±(3...12) В. Сверхнизкий белый шум (типовое значение спектральной плотности 1,8 нВ/$\sqrt{\text{Гц}}$ при нулевом сопротивлении источника сигнала) и широкая полоса пропускания (K_D=80 при f=6 МГц). Данный ОУ удобно использовать в видеоусилителях, видеомагнитофонах и микрофонных усилителях. Типовая схема включения приведена на рис. П.31. Емкости корректирующих конденсаторов C_1=15 пФ, C_2=4,7 пФ.

Микросхема К1407УД2 (КР1407УД2). Программированный ОУ с пониженным уровнем избыточных шумов. Отличается широким диапазоном токов управления (от 0,1 мкА до 1 мА) и напряжений питания ±(1,2 ... 13,2 В) при сохранении основных статических параметров: низкого напряжения смещения (0,5 мВ), высокого коэффициента усиления K_D=100 000 и коэффициента ослабления синфазного сигнала $K_{\text{сф}}$=100 дБ. Типовое значение емкости корректирующего конденсатора $C_{\text{к}}$=3300 пФ. Сопротивление резистора управления $R_{\text{упр}}$ вычисляется по соотношению $R_{\text{упр}}$= (2$U_{\text{п}}$—0,7 В)/$I_{\text{упр}}$. Схема включения показана на рис. П.32. В прямых скобках указаны номера выводов для ИС КР1407УД2.

Микросхема 1407УД3. Программируемый ОУ с низким уровнем шума (спектральная плотность белого шума не превышает 2,5 нВ/$\sqrt{\text{Гц}}$). Ток управления регулируется в пределах 10...150 мкА, сопротивление резистора можно вычислить по приведенному выше соотношению для $R_{\text{упр}}$. Диапазон напряжений питания ±(2...12) В. Схема включения соответствует рис. П.32 для ИС К1407УД2 (номера выводов без скобок).

Микросхема КФ1407УД4. Четыре программируемых ОУ на одном кристалле. Ток управления регулируется в пределах 5...100 мкА. Операционный усилитель отличается низким уровнем шума (типовое значение спектральной плотности белого шума составляет 6 нВ/$\sqrt{\text{Гц}}$), возможностью работы от однополярного источника напряжения питания. Вариант такого включения показан на рис. П.33. В качестве регулятора тока управления использован полевой транзистор. Диапазон напряжений питания 1,5...5 В. Целесообразно использовать ОУ в проигрывателях магнитофонных компакт-кассет.

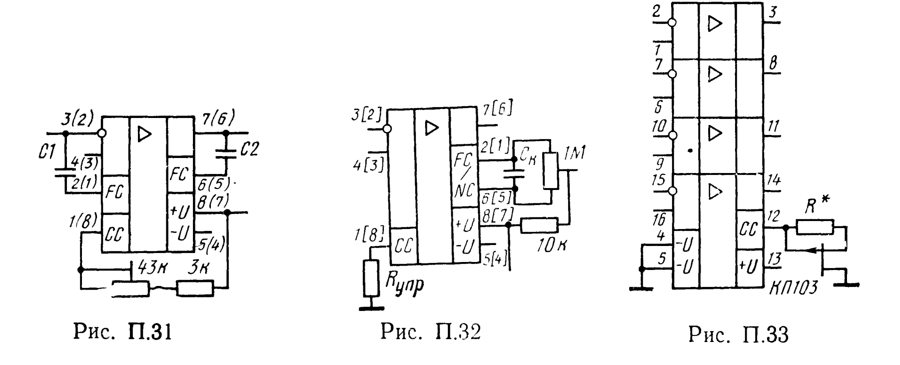


Рис. П.31 Рис. П.32 Рис. П.33

Электрические параметры

	1407УД1	1407УД3	КФ1407УД1
K_D	⩾10 000	10 000	4000
f_1, МГц	⩾12	2	1
$U_п$, В	5	12	5
$I_п$, мА	<8	2	1
$U_{см}$, нВ	<1	5	1,5
I_1, нА	<10	5	0,5
ΔI_1, нА	<2	1	0,06
$U_{см}/\Delta T$, мкВ/град.	<20	5	—
V_U, В/мкс	⩾10	5	3
$K_{сф}$, дБ	⩾70	75	70
$U_{сф\,max}$, В	1,5	1,5	1,5 *
$R_{2н\,min}$, кОм	2	4	2

* Для всех значений $U_п$ и типов ОУ.

СЕРИЯ 1408

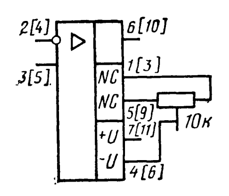


Рис. П.34

Микросхема 1408УД1. Высоковольтный ОУ. Максимальный выходной ток 100 мА объединяет его с мощным ОУ К157УД1. По другим параметрам близок к ОУ общего применения. Частотная коррекция внутренняя. Схема включения приведена на рис. П.34. Диапазон напряжений питания ±(7 ... 40) В.

Микросхема 1408УД2. Два ОУ на одном кристалле. По электрическим характеристикам усилители соответствуют ОУ 140УД7. Схема включения показана на рис. П.34. Диапазон напряжений питания ±(5 ... 20) В.

Электрические параметры

	КР1408УД1	1408УД1	1408УД2
K_D	70 000	100 000	50 000
f_1, МГц	0,5	1	0,55
$\pm U_п$, В	27	27	15
$I_п$, мА	5	4	2,8
$\pm U_{2m\,max}$, В	19	21	11,5
$U_{см}$, мВ	8	5	5
I_1, нА	40	20	200
ΔI_1, нА	10	3	50
$R_{D\,вх}$, МОм	1	1	0,4
$R_{D\,вых}$, Ом	25	25	150
$U_{см}/\Delta T$, мкВ/град.	10	60	2
V_U, В/мкс	1,5	2,5	0,3
$K_{сф}$, дБ	70	80	70
$U_{сф\,max}$, В	21	23	15
$R_{2н\,min}$, кОм	0,2	0,2	2

СЕРИЯ 1409

Микросхема К1409УД1. Биполярно-полевой ОУ с внутренней частотной коррекцией. Входной ДК выполнен на *p*-канальных ПТ, имеющих структуру МОП. На таких же транзисторах построены ИСТ. Специальная топология входного каскада позволила уменьшить напряжение смещения нуля до 15 мВ при осталь-

ных параметрах, близких к ОУ типа К140УД8. Включение выполняется по схеме рис. П.4. Между выводом 8 и общим проводом может быть подключен конденсатор емкостью 20...51 пФ, с помощью которого осуществляется внешняя частотная коррекция.

Электрические параметры

K_D	20 000	I_1, нА	2
f_1, МГц	1	ΔI_1, нА	1,2
$\pm U_п$, В	15	V_U, В/мкс	4
$I_п$, мА	<6	$U_{сф\ max}$, В	10
$U_{2m\ max}$, В	10	$R_{2н\ min}$, кОм	1,8
$U_{см}$, мВ	15		

Список литературы

1. **Аналоговые** интегральные микросхемы: Справочник/Б. П. Кудряшов, Ю. В. Назаров, Б. В. Тарабрин, В. А. Ушибышев. — М.: Радио и связь, 1981. — 160 с
2. **Достал И.** Операционные усилители: Пер. с англ. — М.: Мир, 1982. — 512 с.
3. **Аналоговые** и цифровые интегральные микросхемы: Справочное пособие/ С. В. Якубовский, Н. А. Барканов, Б. И. Ниссельсон и др.; Под ред. С. В. Якубовского. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 1984. — 432 с.
4. **Нестеренко Б. К.** Интегральные операционные усилители: Справочное пособие. — М.: Энергоиздат, 1982. — 128 с.
5. **Фолкенберри Л.** Применения операционных усилителей и линейных ИС: Пер. с англ. — М.: Мир, 1985. — 572 с.
6. **Фишер Дж., Гетланд Х. Б.** Электроника — от теории к практике: Пер. с англ. — М.: Энергия, 1980. — 400 с.
7. **Херпи М.** Аналоговые интегральные схемы. — М.: Радио и связь, 1983. — 416 с.
8. **Титце У., Шенк К.** Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство: Пер с нем. — М.: Мир, 1982. — 512 с.
9. **Головин О. В., Кубицкий А. А.** Электронные усилители: Учебник для техникумов связи. — М.: Радио и связь, 1983. — 320 с.
10. **Агаханян Т. М.** Интегральные микросхемы: Учебное пособие для вузов. — М.: Энергоатомиздат, 1983. — 464 с.
11. **Полонников Д. Е.** Операционные усилители: Принципы построения, теория, схемотехника. — М.: Энергоатомиздат, 1983. — 216 с.
12. **Серегин Б. А.** Обратная связь в усилителях. — М.: Радио и связь, 1983. — 96 с.
13. **Хоровиц П., Хилл У.** Искусство схемотехники. В 2 т.: Пер. с англ. — М.: Мир, 1983. — Т. 1. — 598 с.
14. **Банк М. У.** Аналоговые интегральные схемы в радиоаппаратуре. — М.: Радио и связь, 1981. — 136 с.
15. **Щербаков В. И., Грездов Г. И.** Электронные схемы на операционных усилителях: Справочник. — Киев: Техника, 1983. — 213 с.

СОДЕРЖАНИЕ

Научно-популярное издание

Массовая радиобиблиотека. Вып. 1130

АЛЕКСЕЕВ АЛЕКСЕЙ ГЕОРГИЕВИЧ
ВОЙШВИЛЛО ГЕОРГИЙ ВАЛЕРИАНОВИЧ

ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ

Руководитель группы МРБ И Н Суслова Редактор О В Воробьева Художественный редактор Н С Шеин Обложка художника Н С Дзуцева Технический редактор А Н Золотарева Корректор Г Г Казакова

ИБ № 1484

Сдано в набор 13 06 88 Подписано в печать 12 08.88

Т 14683 Формат 60×90 /16 Бумага тип № 1 Гарнитура литературная

Печать высокая Усл печ л 7,50 Усл кр отт 7 75 Уч изд л 9,20

Тираж 40 000 экз Изд № 21739 Зак № 84 Цена 45 к

Издательство «Радио и связь» 101000 Москва, Почтамт, а/я 693

Московская типография № 5 ВГО «Союзучетиздат» 101000 Москва, ул Кирова, д. 40



ВНИМАНИЕ! ПРАВИЛЬНАЯ ЦЕНА — 75 К.

75 к.



Операционные усилители и их применение

Издательство «Радио и связь»